

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-115130

(43)Date of publication of application : 21.04.2000

(51)Int.Cl.

H04J 13/00
H04B 7/15
H04Q 7/22
H04Q 7/24
H04Q 7/26
H04Q 7/30

(21)Application number : 11-305994

(71)Applicant : QUALCOMM INC

(22)Date of filing : 11.12.1995

(72)Inventor : ZEHAVI EPHRAIM

(30)Priority

Priority number : 94 358425 Priority date : 19.12.1994 Priority country : US

(54) METHOD AND DEVICE FOR USING WALSH SHIFT KEYING IN SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To increase pilot energy, to estimate the phase of communication signals and to perform tracking by modulating a digital data symbol relating to M by using at least two orthogonal modulation symbols of a length (n) including one or more Walsh functions.

SOLUTION: M is equal to the product of the total number of orthogonal functions used at the time of generating the product of the functions and the modulation symbol used so as to generate respective individual symbols. The product of the function and a coefficient is selected so as to make M smaller than 64. Modulation symbol output for performing transmission is generated corresponding to the binary value of an input data code symbol. At least one, normally two, orthogonal function generator supplies the first and second orthogonal functions of the length (n). A selector or a selection means receives a user data symbol and the first and second functions, outputs the first orthogonal function when the symbol is the value of 1 and the second orthogonal function when it is the value of 2 and responds to the binary value of the data symbol.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 31.05.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3348149

[Date of registration] 06.09.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-115130

(P2000-115130A)

(43) 公開日 平成12年4月21日 (2000.4.21)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード (参考)

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 B 7/15

H 0 4 B 7/15

Z

H 0 4 Q 7/22

H 0 4 Q 7/04

A

7/24

7/26

審査請求 未請求 請求項の数35 O L (全 32 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平11-305994
(62) 分割の表示 特願平8-519845の分割
(22) 出願日 平成7年12月11日 (1995.12.11)

(31) 優先権主張番号 3 5 8 4 2 5
(32) 優先日 平成6年12月19日 (1994.12.19)
(33) 優先権主張国 米国 (U S)

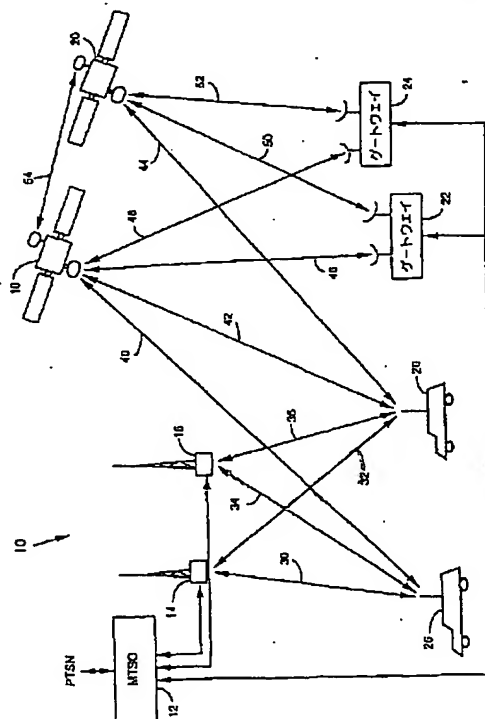
(71) 出願人 595020643
クualコム・インコーポレイテッド
QUALCOMM INCORPORATED
アメリカ合衆国、カリフォルニア州
92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
(72) 発明者 エフライム・ゼハビ
イスラエル国、34751 ハイファ、ワトソン・ストリート 15エー
(74) 代理人 100058479
弁理士 鈴江 武彦 (外4名)

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散通信システムにおいてウォルシュシフトキーイングを使用する方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 各直交信号チャンネルに対して直交関数を使用して通信システム加入者のために直交符号化通信信号を生成させる方法と装置を提供する。

【解決手段】 信号の受信者のためのデジタル・データ・シンボルは、通信システム内で通常ウォルシュ関数が使用される少なくとも n 長の直交変調を使用する M 組変調である。これ等のシンボルは、一般的に一つあるいはそれ以上の発生器 (126、158) からのシンボル選択器 (124) により作られて、変調は M が直交関数の総数の積と、また個々の変調シンボルを生成させるのに使用される数と等しくなるようになっている。データ処理要素 (100、102) からの対数 M の符号化されたデータ・シンボルの各グループは、これ等の2進法数値に基づいて変調シンボル選択要素 (124) を使用して一個の変調シンボルの中に配置される。シンボルの変換のために高能率アダマール変換 (直交変換) が使用される。結果として生ずる通信信号は、予め選択された数の関数と、並列で相関計算させることで復調され、計算結果を各直交変調シンボルを示す M エネルギー数値に復調する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 N はパワー2であって、互いに予め定められた帰納的な関係を有する長さ n の N 直交関数を発生する工程； M が L と N との積に等しい場合に、前記 N 直交関数とその各逆数を使用して、長さ Ln を有する M 相互直交変調記号を形成する工程；及び前記変調信号の一つを各ログ M データ記号ごとの二進値に従い選択することにより、前記事前に選択された変調記号にデータ記号をマッピングする工程、とを含む、データ記号をデジタル通信信号に形成することにより情報が通信されるスペクトル拡散通信システム内でデータを変調するための方法。

【請求項2】 M が少なくとも2、および64以下である請求項1に記載の方法。

【請求項3】 変調されている前記通信信号が、順方向通信リンク上の通信システム加入者に伝送される請求項1に記載の方法。

【請求項4】 前記直交関数がウォルシュ関数から構成される請求項1記載の方法。

【請求項5】 前記マッピング工程が、前記デジタル通信信号のデータ記号に1つの二進値が設定される場合に、伝送に第1直交関数を選択する工程；前記デジタル通信信号のデータ記号に第2の二進値が設定される場合に、伝送に第2直交関数を選択する工程、とを含む請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記マッピング工程が、データ記号を事前に選択された変調記号に変換できるように、前記データ記号を高速アダマール変換機構に適用する工程を含む、請求項1に記載の方法。

【請求項7】 前記マッピング工程が、データ記号を事前に選択された変調記号に変換できるように、前記データ記号を変調記号記憶装置に適用する工程を含む請求項1に記載の方法。

【請求項8】 変調された通信信号が、少なくとも1つの衛星をベースにした中継器を使用して、ゲートウエー型基地局から、前記通信システム内の少なくとも1つの遠隔加入者装置に転送される請求項1に記載の方法。

【請求項9】 前記通信システムが、遠隔ユーザが複数のセル内に位置し、符号分割多元接続(CDMA)スペクトル拡散型通信信号を使用して、少なくとも1つのゲートウエーに情報信号を通信する、無線電話/データ通信システムを具備する請求項1に記載の方法。

【請求項10】 別個のユーザ・チャネル上の通信システム加入者に送信される複数のデータ信号を受信する工程、ユーザ・チャネルごとにコード化されたデータ記号を作成するために各データ信号を符号化する工程、とをさらに含む請求項1に記載の方法。

【請求項11】 情報が、コード化されたデータ記号をデジタル通信信号に形成することにより通信されるスペ

クトル拡散通信システム内で通信信号を変調するための装置であり、

N はパワー2であって、互いに予め定められた帰納的な関係を有する長さ n の N 直交関数を発生する手段； M が L と N との積に等しい場合に、前記 N 直交関数とその各逆数を使用して、長さ Ln を有する M 相互直交変調記号を形成する手段；及び全てのログ M データ記号ごとの二進値に従って前記変調記号の1つを選択するために、データ記号および直交変調記号を受信するために接続された、前記変調記号にデータ記号をマッピングするための手段、

とを具備する装置。

【請求項12】 請求項11に記載される装置であって、

前記発生する手段が、第1直交関数および第2直交関数をそれぞれ出力する少なくとも1つの直交関数生成プログラムを備え、および前記形成する手段が、前記記号に1つの値が設定されている場合に出力として前記第1直交関数を選択し、データ記号に第2の値が設定されている場合に出力として前記第2直交関数を選択することにより、前記データ記号の二進値に呼応する、前記データ記号および前記第1関数と前記第2関数を受信するために接続される選択手段を備えている、請求項11に記載の装置。

【請求項13】 第1直交関数発生器および第2直交関数発生器を具備する請求項12に記載の装置。

【請求項14】 M が少なくとも2で、かつ64以下である請求項11に記載の装置。

【請求項15】 さらに、順方向リンク上の通信システム加入者に対して変調されている前記通信信号を伝送するための手段を具備する請求項11に記載の装置。

【請求項16】 前記直交関数がウォルシュ関数から成る請求項11に記載の装置。

【請求項17】 前記マッピング手段が、前記デジタル通信信号のデータ記号に1つの二進値が設定されている場合に伝送に第1直交関数を選択し、前記デジタル通信信号のデータ記号に第2二進値が設定されている場合に伝送に第2直交関数を選択するための手段を具備する請求項11に記載の装置。

【請求項18】 前記マッピング手段が、データ記号を事前に選択された変調記号に変換するように構成される高速アダマール変換機構を具備する請求項11に記載の装置。

【請求項19】 前記マッピング手段が、データ記号を受信し、事前に接続された変調記号を出力するように構成される変調記号記憶装置を具備する請求項11に記載の装置。

【請求項20】 さらに、少なくとも1つの衛星をベースにした中継器を使用してゲートウエー型基地局から、前記通信システム内の少なくとも1つの遠隔加入者に、

前記変調済み通信信号を転送するための手段を具備する請求項11に記載の装置。

【請求項21】 M が L および前記事前に選択された数の積に等しい場合に、事前に選択された数の n -長直交関数およびその各逆数を使用することにより形成された長さ Ln の M 相互直交変調記号を使用して変調された共通のキャリア周波数を有するスペクトル拡散通信信号を受信する工程、

前記信号を少なくとも2組の N 相関器に入力し、そして前記事前に選択された数の n -長直交関数と前記信号を並列で相関させる工程、

各組の相関器に対応する復調器に相関された出力信号を適用し、そして前記 M 相互直交変調記号の各々をそれぞれ表す各復調器中で前記相関された信号を M エネルギー値に復調する工程、各復調器から得られるエネルギー値を単一組の M 個のエネルギー値に結合する工程、及び双対最大距離発生処理を使用してエネルギー距離データに前記単一組のエネルギー値をマッピングする工程、とを具備する、情報が直交符号化通信信号により伝送されるスペクトル拡散通信システム内で通信信号を復調するための方法。

【請求項22】 M が少なくとも2で、かつ64以下である請求項21に記載の方法。

【請求項23】 復調されている前記通信信号が、順方向通信リンク上の通信システム加入者により受信される請求項21に記載の方法。

【請求項24】 前記直交関数がウォルシュ関数から構成される請求項21に記載の方法。

【請求項25】 前記事前に選択された直交関数の数が少なくとも2で、かつ4以下である請求項21に記載の方法。

【請求項26】 変調済み通信信号が、少なくとも1つの衛星をベースにした中継器を使用して、ゲートウェイ型基地局から、前記通信システム内の少なくとも1つの遠隔加入者装置に転送される請求項21に記載の方法。

【請求項27】 前記通信システムが、遠隔ユーザが複数のセルの中に位置し、符号分割多元接続(CDMA)スペクトル拡散型通信信号を使用して、少なくとも1つのゲートウェイに情報信号を通信する無線電話/データ通信システムを具備する請求項21に記載の方法。

【請求項28】 M が L および前記事前に選択された数との積である場合に、事前に選択された数 N の n -長直交関数およびその各逆数を使用する長さ Ln の M 相互直交変調記号を使用して変調された共通のキャリア周波数を有するスペクトル拡散通信信号を受信するための手段、前記スペクトル拡散信号を受信し、前記信号を前記事前に選択された数の n -長直交関数と並列に相互に関連付けるために接続される少なくとも2セットの N 相関器、前記 M 相互直交変調記号のそれぞれを表す各復調器の M エネルギー出力値に前記相互に関連付けられた信号をそれ

ぞれ復調するように、1つの対応する相関器のセットの出力を受信するためにそれぞれが接続された複数の復調器、

各復調器から結果として生じる M エネルギー値を M エネルギー値の単独セットに結合するための手段、双対最大距離発生処理を使用してエネルギー距離値に前記エネルギー値をマッピングするための手段、を具備する、情報が、直交符号化通信信号により通信されるスペクトル拡散通信システム内の通信信号を復調するための装置。

【請求項29】 前記事前に選択された関数の数が64以下である請求項28に記載の装置。

【請求項30】 M が少なくとも2で、かつ64以下である請求項28に記載の装置。

【請求項31】 前記直交関数がウォルシュ関数から構成される請求項28に記載の装置。

【請求項32】 データ記号から構成される信号をアクティブ・システム・ユーザに送信する少なくとも1つの通信信号送信機をそれぞれが具備する複数のゲートウェイ型基地局であって、

互いの間で事前に定義された帰納的な関係性を持つ長さ n の複数の直交関数の内の少なくとも1つをそれぞれが提供するための複数の関数発生器と、

N がパワー2であり、各アクティブ・システム・ユーザのために前記 N の直交関数を選択するための手段と、 M が L と N の積である場合、前記 N 選択された直交関数とその各逆数とを使用して、各アクティブ・システム・ユーザのために、長さ Ln の M 相互直交変調記号を形成するための手段と、

各ログ M データ記号の二進値に従って前記変調記号の内の1つを選択するために、各アクティブ・システム・ユーザのデータ記号および直交変調記号を受信するために接続された、各アクティブ・システム・ユーザの前記変調記号にデータ記号をマッピングするための手段と、各ユーザのための変調記号を受信するためにマッピングし、スペクトル拡散データ信号を作成するための前記手段にそれぞれが接続される複数の拡散手段と、

共通のキャリア周波数で信号を受信する実質上すべてのアクティブ・ユーザのための変調記号を1つの通信信号に結合するための結合手段と、を備えた複数のゲートウェイ型基地局、それぞれが移動受信機を具備する複数の移動体通信装置であって、

少なくとも1つのゲートウェイからスペクトル拡散通信信号を選択及び受信するための手段と、および受信されたスペクトル拡散通信信号を復調することにより、各ユーザに変調信号を提供するために、選択および受信するための手段に接続される復調手段と、

を備えた複数の移動体通信装置、を具備するスペクトル拡散通信システム。

【請求項33】 複数の直交関数の各関数に従いそれぞ

れが作成される、長さ n の複数の直交関数を作成する工程、

別個のユーザ・チャンネル上でアクティブ・システム加入者に送信されるデータ記号から構成される複数のシステム加入者データ信号を受信する工程、

MがLとNと積である場合に、前記複数の直交関数のNとその各逆数を使用して長さ Ln の各チャンネル用M相互直交変調信号を形成する工程、

各ログMデータ記号の二進値に従い前記変調記号の1つを選択することにより、そのチャンネルの前記事前に選択された変調記号に、各チャンネルのデータ記号をマッピングする工程、

前記マッピングする工程の後で、すべてのチャンネルの前記変調記号のストリームを1つのシリアル・データ・ストリーム・スペクトル拡散データ信号に結合する工程、とを含む、スペクトル拡散通信信号を作成する方法。

【請求項34】 前記通信システムが、遠隔ユーザが複数のセル内に位置し、符号分割多元接続(CDMA)スペクトル拡散型通信信号を使用して、情報信号を少なくとも1つのゲートウェイに通信する無線電話/データ通信システムを具備する請求項33に記載の方法。

【請求項35】 Mが少なくとも2であり、かつ64以下である請求項33に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線データシステムあるいは無線電話システム、及び衛星リピータ式(repeater type)スペクトル拡散通信システムのような多重アクセス通信システムに関する。より詳細には、本発明はスペクトル拡散通信信号を生成するように多重直交コードを使用する方法及び装置に関する。本発明はさらに、非コヒーレント信号復調のための改良されたエネルギー距離をシステムユーザに提供するようにコード分割スペクトル拡散式通信システムで信号変調のための多重ウォルシュ(multiple Walsh)関数のシフトキーイング(shift keying)を使用する方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】種々の多重アクセス通信システムが、多数のユーザの中で情報を転送するために開発されている。このような多重アクセス通信システムによって使用された技術は、その基本原理が周知である振幅圧伸単側波帯(ASCI)のような時分割多重アクセス(TDMA)、周波数分割多重アクセス(FDMA)及びAM変調システムを含んでいる。しかしながら、コード分割多重アクセス(CDMA)スペクトル拡散技術は、特に、多数の通信システムユーザに対してサービスを提供するとき、他の変調システムよりも著しい利点を実現できる。多重アクセス通信システムにおけるCDMA技術の使用は、本発明の譲受人に譲渡され、引用でここに組み込まれている、名称が「衛星リピータあるいは地上リピ

ータを使用するスペクトル拡散多重アクセス通信システム(SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS)」で1990年2月13日に発行された米国特許第4,901,307号の教示に開示されている。

【0003】第4,901,307号特許は、多数の通常の移動システムユーザあるいは遠隔システムユーザのそれぞれが公衆電話交換網を通すような他のシステムユーザあるいは所望の信号受信者と通信するためにトランシーバを使用する多重アクセス通信システム技術を開示している。トランシーバは、コード分割多重アクセス(CDMA)スペクトル拡散式通信信号を使用して、衛星リピータ及びゲートウェイあるいは地上基地局(ときにはセルサイトあるいはセルとも呼ばれる)を通して通信する。このようなシステムは、システムユーザと通信システムに接続された他のシステムユーザとの間でいろいろな種類のデータ及び音声の通信信号の転送ができる。

【0004】米国特許第4,901,307号に開示されているようなスペクトル拡散式信号及び変調技術を使用する通信システムは、全周波数スペクトルが領域内のシステムユーザの中で同時に使用され、システムによってサービスされる異なる領域にわたって数回「再使用」される方法のために他の技術に関する増加されたシステムユーザ容量を提供する。CDMAの使用によって、所与の周波数スペクトルを利用する際には、他の多重アクセス技術を使用して達成されるよりも高効率になる。さらに、広帯域CDMA技術を使用することによって、特に地上リピータに対する、マルチパス・フェージングのような問題はより容易に解決できる。

【0005】広帯域CDMA信号処理で使用される疑似雑音(PN)変調技術は、スペクトルが類似の通信チャンネルあるいは信号がより迅速に区別できる比較的高信号利得を実現できる。もし任意の通路長差がPNチップ持続よりも多い相対伝搬遅延、すなわち帯域幅の逆数を生じるとすれば、これによって、異なる伝搬路を横切る信号は、容易に識別できる。例えば、約1MHzのPNチップレートが使用されるならば、拡散帯域幅対システムデータ速度の比に等しい全スペクトル拡散処理利得は、通路遅延、すなわち到達の時間において1マイクロ秒以上だけ異なる信号通路を区別するために使用することができる。この差は約1000フィートの通路長の差に対応する。典型的な都市環境は、1マイクロ秒よりも多い差分経路遅延及び10~20マイクロ秒遅延以上のいくつかの領域を実現できる。

【0006】多重通路信号を区別できることによって、PNチップ期間よりも小さい遅延差を有する予備通路のためにマルチパスフェージングを一般的には全て除去し

ないけれども、マルチパスフェージングの深刻さは非常に減少する。低遅延通路の存在は、建物及び他の地上面からの多重通路反射が非常に減少される衛星リピータあるいは所望の通信リンクに対して特に確実である。したがって、フェージングの有害な影響及び相対ユーザ、あるいはリピータ、移動に関連する付加的問題を減らすための一つのシステムのようなある形式の信号ダイバーシチを供給することは望ましいことである。

【0007】通常、3つの種類のダイバーシチはスペクトル拡散式通信システムで生じるかあるいは使用される時間ダイバーシチ、周波数ダイバーシチ、及び空間ダイバーシチである。時間ダイバーシチは、データ反復、データ成分あるいは信号成分の時間インタリービング(time interleaving)を使用することによって達成できる。周波数ダイバーシチの形式は、信号エネルギーが広い帯域幅にわたって拡散されるCDMAによって本来与えられる。したがって、周波数選択フェージングはCDMA信号帯域幅の中のわずかな部分だけに影響を及ぼす。

【0008】空間ダイバーシチあるいは通路ダイバーシチは、地上基地リピータシステムのための2つ以上の基地局、すなわち空間基地リピータシステムのための2つ以上の衛星ビームあるいは個別衛星を通して移動ユーザに対して同時リンクを通る多重信号通路を与えることによって達成される。すなわち、衛星通信環境においてあるいは屋内無線通信システムに関しては、通路ダイバーシチは多重アンテナを使用して故意に送受信することによって達成することができる。さらに、通路ダイバーシチは、各々が異なる伝搬遅延を有する異なる通路に到達する信号が、各通路に対して別々に受信し、処理することで自然の多重通路環境を利用することにより得ることができる。

【0009】2つ以上の信号受信通路が十分な遅延差、例えば、1マイクロ秒以上で利用されるならば、2つ以上の受信機はこれらの信号を別々に受信することができる。これらの信号は、一般に、別々のフェージング及び他の伝搬特性を示しているため、最終出力情報あるいは最終出力データを供給し、単一通路に特に存在する問題を解決するように受信機及びダイバーシチ結合器と結合された出力によって別々に処理することができる。したがって、両方の受信機に到達する信号が同じように、同時にフェージングあるいは干渉を受ける場合、性能の損失だけが生じる。多重通路信号の存在を利用するために、通路ダイバーシチ結合動作が実行できる波形を利用することが必要である。

【0010】多重アクセス通信システムで通路ダイバーシチを使用する例は、1992年3月31日に発行された名称が「CDMAセルラ電話システムにおけるソフトハンドオフ」の米国特許第5,101,501号及び1992年4月28日に発行された名称が「CDMAセルラ電話システムにおけるダイバーシチ受信機」の米国特

許第5,109,390号に示されている。両方の特許とも、本発明の譲受人に譲渡され、引用でここに組み込まれている。

【0011】米国特許第4,901,307号に開示されたCDMA技術は、ユーザ衛星通信における両方の通信方向あるいはリンクに対するコヒーレント変調及び復調の使用を意図している。このシステムを使用する通信システムでは、パイロットキャリア信号は、ゲートウェイあるいは衛星-ユーザ及び基地局-ユーザリンクのためのコヒーレント位相基準として使用される。したがって、パイロット信号キャリアを追跡することから得られる位相情報は、他のシステム信号あるいはユーザ情報信号のコヒーレント復調のためのキャリア位相基準として使用される。この技術によって、多数のユーザ信号キャリアは位相基準としての共通のパイロット信号を共有でき、安価で、より効率的な追跡機構を実現できる。衛星リピータシステムでは、リターンリンクは通常、ゲートウェイ受信機用の位相基準のためのパイロット信号を必要としない。地上無線あるいはセルラ環境では、マルチパスフェージングの深刻さ及び得られる通信チャネルの位相混乱は、一般的にはパイロット信号が使用されないユーザ-基地局リンクに対してコヒーレント復調技術を通常使用できない。しかしながら、本発明によって、所望されるような非コヒーレント変調及び非コヒーレント復調の両方が使用できる。

【0012】地上基地リピータ及び地上局が主に使用されているが、将来のシステムは、多数の“遠隔”ユーザに到達し、“グローバル”通信サービスを正しく達成するためにより幅広い地理的到達範囲のための衛星基地リピータの使用に大いに重点を置くだろう。残念ながら、衛星環境では、いくつかの要因はときには、伝統的な信号ダイバーシチや周波数トラッキング技術や位相トラッキング技術の有用性にマイナスの影響を与えている。

【0013】衛星リピータは厳しく電力を制限された環境で作動する。すなわち、衛星制御システム及び通信システムが実際に利用できるかなり限られた量の電力がある。これは、特に、衛星サイズ及びエネルギー貯蔵機構のような要因に基づいている。システムユーザあるいは加入者のための実際のデータ転送以外のいずれに対しても通信システムによって必要とされるかあるいは使用されている電力量を減少させることは非常に望ましい。

【0014】容量以下で十分作動するシステムが比較的少数の実際のユーザにサービスをすることも可能である。この環境によって、通信システムの衛星部分によって使用されている50%以上の電力を可能にするパイロットをもたらしことができ、衛星リピータのための電力使用は潜在的に許容し得ない非効率となる。この後の状況では、パイロット信号はあまりにも“費用がかかるように”なるので保持できなくて、パイロット信号電力はシステムオペレータによって補償するように実際減少さ

せることができる。

【0015】しかしながら、実行するための理由にもかかわらず、パイロット信号のための電力を減少させることによって、パイロット信号を高速で最初に得るための能力を減らし、パイロットキャリア位相の非常に正確な追跡を実現できる。このことは、ドップラー効果及び他の効果がパイロットキャリアを地上基地リピータシステムに比べて正確に追跡する際に困難性を増す衛星システムにおいて特に当てはまる。電力が十分大きくない場合、あるいはドップラー効果及び他の効果が十分大きな要因である場合、システムユーザは、パイロット信号のための所望の追跡レベルを確実に得ることができないかもしれないし、非コヒーレント復調システムを使用しなければならないことが容易に理解できる。すなわち、パイロットに割り当てられたエネルギーは、ある指定レベルに対して、正確に推測するのには不十分である。同時に、いくつかの衛星ビームスポット近くの地球の表面で受信されたパイロットエネルギーはアンテナ信号整形などにより低いこともある。

【0016】したがって、非コヒーレント復調技術を使用してスペクトル拡散通信信号を取得あるいは復調する方法を提供することは望ましい。これは、パイロットエネルギーが実際の目的のために検出できないように、設計によるかあるいは伝搬効果のためのいずれかでこのような低エネルギーレベルに減少される場合でさえ適用すべきである。同時に、この技術が使用可能である場合、この技術はパイロット信号情報の有効使用を妨害すべきでなく、他のパイロット信号及びCDMA通信システムプロトコルと大いに互換性があるべきである。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】多重アクセス通信システムにおいてパイロットチャネル信号及び信号復調に関して技術上見つかった上記の問題及び他の問題にかんがみて、本発明の1つの目的は、通信信号の位相を推測し、追跡するように使用するためにシステム加入者に役立つエネルギーを増加させることにある。

【0018】本発明の1つの利点は、他の変調システムと互換性が残っている間に受信を改善することである。

【0019】本発明の他の利点は、一方が非コヒーレント変調を使用し、他方がコヒーレント変調を使用している2つの通信リンク間でダイバーシチ及びソフトハンドオフ転送の両方を支援することである。

【0020】本発明の第2の目的は、非コヒーレント変調／復調を使用する通信チャネル間の直交性を保持する変調技術を提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】これらの目的及び他の目的並びにこれらの利点及び他の利点は、各信号受信者あるいは直交通信チャネルのための複数の直交関数あるいは直交コードを使用してシステム加入者のために直交に

符号化された通信信号を発生する方法及び装置で実現されている。スペクトル拡散式通信システム内部の順方向通信リンク上の予定されたユーザあるいは加入者の装置に転送されるデジタルデータシンボルは、各々が通常1つ以上のウォルシュ関数を含む少なくとも2つの n の長さの直交変調シンボルを使用して M に関して変調される。使用される直交関数と実行された M に関するレベルの変調との関係は、 M が各個別のシンボルを発生するように使用された変調シンボル及び関数の数を発生する際に使用された直交関数の総数の積に等しいほどの関係である。換言すると、使用される関数の総数及び各変調シンボルの長さは各関数の長さを超える係数 (L) である。通常、関数及び係数の数は、 M が64よりも小さいように選択される。変調シンボルを発生するために使用された関数は通信システム内部で通常割り当てられるかあるいは使用される関数を示している。

【0022】このシステムの下では、長さ n の2つの直交関数は2つの n の長さの変調シンボルを発生し、2に関する変調を得るために使用することができるのに対して、同じ直交関数は4に関する変調を得るために使用される4つの $2n$ の長さの変調シンボルを発生するために使用することができる。本発明の他の態様では、長さ n の4つの直交関数は、16に関する変調を得るために使用される16の $4n$ の長さの変調シンボルを発生するために使用される($M=4$ [関数] $\times 4$ [n] = 16)。

【0023】この変調は、符号化及びインタリーブされたデータシンボルを変調シンボル、あるいはコードシーケンスにマッピングすることによって達成される。各 $1 \leq g \leq 2M$ のデータシンボル群は対応する M に関する出力変調シンボルを発生あるいは選択するために使用される。したがって、 L が1に等しく、使用される n の長さの直交関数の数は2である場合、 M は2であり、各々(1つ)の符号化データシンボルは長さ n の2つの変調シンボルの中の1つにマッピングされる。一般的には、これは、“0”の2進入力値に対して一方の変調シンボル及び“1”に対して他方の変調シンボルを選択することによって行われる。他の実施例では、 L が2に等しく、使用される関数の数が2である場合、 M は4であり、2つの符号化データシンボル毎に長さ $2n$ の4つの変調シンボル上にマッピングされる。同様に、 L が4に等しく、使用される関数の数が4である場合、 M が16であり、4つの符号化データシンボル毎に16の変調シンボル上にマッピングされる。

【0024】通常、変調シンボルは、一連の N 個のコード発生器でウォルシュ関数のような n の長さの直交コードを最初に発生することによって形成される。 N の値は、2である最小値を有する少なくとも $1 \leq g \leq 2M$ であるのに対して、 M は通常64よりも小さい。変調シンボル選択手段あるいは装置は、直交コードを受け取るかあるいは発生し、下位2に関する変調の場合のように個別

のコードシーケンスを使用するかあるいはLの個別のコードシーケンスとそれの反転とを結合するかのいずれかで所望の変調シンボルを発生し、所望なようにより長いL nの長さの変調シンボルを形成する。コード発生器は、反転シーケンスをも供給するように構成することができるか、あるいは付加的コード発生器がこの関数のために使用することができる。代替例では、選択手段は、L nの長さの変調シンボルを定式化する際に使用されるシーケンスを発生するために所望なような各選択シーケンスを反転できる。上位変調に関しては、各L nの長さの変調シンボルは、Lコードシーケンス、あるいはL/2のシーケンスのいずれか及び同一のシーケンスあるいは関数のL/2の逆数を含んでいる。逆関数は、直交性がこの関数を使用する他のシーケンス間に保持されるように全ての変調シンボルシーケンス内に置かれている。

【0025】送信するための変調シンボル出力は入力データコードシンボルの2進値に応じて発生される。選択手段は、データシンボルの各1 o g 2 M群の2進値に忠実し、出力として適切な変調シンボルを供給する。

【0026】本発明の1つの実施例では、少なくとも1つであるが一般的には2つの直交関数発生器は第1及び第2のnの長さの直交関数を供給するために使用される。選択器あるいは選択手段は、ユーザデータシンボルや第1及び第2の関数を受け取るように接続され、シンボルが1の値を有する場合に第1の直交関数、データシンボルが第2の値を有する場合に第2の直交関数を出力することによってデータシンボルの2進値に忠実する。代替例では、選択器である。他の実施例では、より高いレベルの変調を使用すると、選択器は、一対のデータシンボルが第1の値を有する場合には第1の直交関数を2回を使用し、一対のデータシンボルが第2の値を有する場合には第1の直交関数及びその逆関数を使用し、一対のデータシンボルが第3の値を有する場合には第2の直交関数を2回を使用し、一対のデータシンボルが第4の値を有する場合には第2の直交関数及びその逆関数を使用して、第1、第2、第3及び第4の2 nの長さのコードシーケンスを出力することによって忠実する。

【0027】他の実施例では、少なくとも1つであるが一般的には4つの直交関数発生器は第1、第2、第3及び第4のnの長さの直交関数を供給するために使用される。選択器は、ユーザデータシンボル及び4つの関数を受け取り、第1、第2、第3、及び第4の関数が、各々がデータシンボルに対して4つの値の中の1つに応じて4回、それぞれ繰り返される4つのシーケンスを出力することによってデータシンボルの2進値に忠実する。さらに、選択器は、第1、第2、第3、及び第4の関数は、それぞれ2回繰り返され、十分な直交性を保持するために他のシーケンスでの反転からシフトされる前記セットの各々における各シーケンスでの反転の相対位置を有する反復関数の2回の反転を伴うデータシンボルに対

する12の値の1つに各々が応じて3組のシーケンスを出力する。

【0028】本発明の他の実施例は、ゲートウェイあるいは基地局送信機のための変調処理で高速アダマール(Hadamard)変換機構を使用する。データシンボルは、所望の変調シンボルにマッピングされる高速アダマール変換装置への入力である。マッピングされた出力は、直列データストリームに変換され、好ましくない周波数成分を除去するようにバンドパスフィルタリングされ、次に送信のために従来のアナログ信号処理を受ける。

【0029】予め選択された数のnの長さの直交関数及びそれぞれのその逆関数から構成されるM個の相互に直交するL nの長さの変調シンボルを使用して変調される共通のキャリア周波数を有するスペクトル拡散通信信号によって、通信信号は復調される。ここで、MはLと予め選択された数の積である。したがって、この信号は予め選択された数のnの長さの直交関数と並列に相関され、M個の相互に直交するそれぞれの変調シンボルの各々を示すM個のエネルギー値に復調される。次に、これらのエネルギー値は双対最大距離発生処理を使用してエネルギー距離データにマッピングされる。

【0030】相關ステップ及び復調ステップは、少なくとも2組のN個の相關器に信号を入力し、次に相關信号を各組の相關器に対して対応する復調器に印加することによって達成することができる。ここで、Nは関数の数である。信号は、M個の直交する変調シンボルの各々を示す各変調器にM個のエネルギー値に復調される。各復調器からの得られるM個のエネルギー値は、エネルギー結合器を使用して単一組のM個のエネルギー値に結合される。

【0031】本発明の他の態様では、通信信号は、少なくとも一つのコヒーレント復調器への入力でもあり、少なくとも1つの振幅値を発生するために復調される。各コヒーレント復調器から得られる振幅値は、振幅結合器で単一振幅値に結合され、次にエネルギー結合器におけるデータシンボルに対する合成距離値への双対最大距離発生処理(dual maximum metric generation process)の出力と結合される。

【0032】本発明は、遠隔ユーザが複数のセルの内部に置かれ、コード分割多重アクセス(CDMA)スペクトル拡散式通信システムを使用して、少なくとも1つのゲートウェイからの信号を受信する無線電話/データ通信システムでの用途を一般的に得る。変調通信信号は、少なくとも1つの衛星基地リピータを使用して、ゲートウェイからユーザに転送される。

【0033】

【発明の実施の形態】本発明の特徴、目的、及び長所は、同じ参照文字が全体に同じ要素を識別する図面とともに示された場合に下記に示す詳細な説明からより明かになる。

【0034】本発明は、キャリア信号の位相に対して同期化し、周波数フレーム及びコードフレームを追跡するためにスペクトル拡散多重アクセス通信システムの能力を改善する。ユーザチャネル信号を生成する際にシンボルデータを符号化するために複数の直交コードを使用することによって信号エネルギーをより有効に使用する新しい変調技術が使用される。シンボルエネルギー距離を定式化する際に使用されるこの変調システムは、各加入者に対してシンボル毎により有効なエネルギーを受信するために使用できる。この付加エネルギーは、パイロット信号がない場合より正確な追跡ができる。このシステムは、コヒーレント及び非コヒーレントの信号復調技術の両方も使用できる。非常に弱いパイロット信号がある場合あるいはパイロット信号が存在しない場合の対応する復調は、多数の衛星基地及び他のスペクトル拡散通信システム設計に存在するいくつかの問題を補償する。

【0035】無線データシステムあるいは無線電話システムのような典型的なCDMA通信システムでは、所定の地理的領域内の基地局あるいはセルの各々は、システムユーザのための通信信号を処理するためにいくつかの変調器・復調器装置あるいはスペクトル拡散モデムを使用する。各スペクトル拡散モデムは、通常、ディジタルスペクトル拡散送信変調器と、少なくとも1つのディジタルスペクトル拡散データ受信機と少なくとも1つのサーチャ(searcher)受信機とを使用する。典型的な動作中、基地局のモデムは、割り当てられた加入者との通信信号の転送をサービスするのに必要な各遠隔あるいは移動ユーザもしくは加入者装置に割り当てられる。モデムが複数の受信機を使用するならば、1つのモデムはダイバシチ処理を受け入れ、特に複数のモデムは組み合わせて使用される。衛星リピータを使用する通信システムに関しては、これらのモデムは、ゲートウェイと呼ばれる基地局あるいは衛星を通じて信号を転送することによってユーザと通信するハブに通常置かれている。システムの広範囲のトラフィック制御及び信号同期化を保持するために衛星あるいはゲートウェイと通信する他の関連コントロールセンターがある。

【0036】本発明の原理により構成され、作動する典型的な無線通信システムが図1に示されている。図1に示された通信システムは、無線データ端末あるいは無線電話と、システム基地局とを有する通信システムの遠隔加入者装置あるいは移動加入者装置との間で通信する際にスペクトル拡散技術を利用する。多くのこのような基地局は、セルラ電話式システムにおける移動ユーザのためのサービスを提供するために大きな主要都市領域で使用的ことができる。より少数の衛星リピータは、リピータ当たりより多くのユーザにサービスするように通信システムで一般的に使用されるが、より大きな地理的領域にわたって分配される。

【0037】図1に示すように、通信システム10は、

一般的には基地局あるいはゲートウェイのために全システム制御を実現できるインタフェース及び処理回路を含む移動電話交換局(MTSO)とも呼ばれるシステムコントローラ及び交換網12を使用する。コントローラ12は、所望の加入者装置、あるいは指定された加入者装置に送信するための適当な基地局あるいはゲートウェイに公衆電話交換網からの電話呼び出しの経路指定並びに1つ以上の基地局を通じてPSTNに受信される呼び出しの経路指定も制御する。大部分の通信システムにおける加入者装置は、互いに直接通信するために、効率及びコストの問題として一般的には構成されていないので、コントローラ12は、通常、適当な基地局を通じてのユーザとPSTNとの間の呼び出しを接続することによって加入者装置と互いに通信を行わせる。コントローラ12をいろいろなシステム基地局に結合する通信リンクは、専用電話線、光ファイバリンク、あるいはマイクロ波あるいは専用衛星通信リンクのようであるが、これに限定されないようないろいろな公知の技術を使用して確立することができる。

【0038】図1に示された通信システムの一部では、2つの典型的な基地局14及び16は、2つの衛星リピータ18及び20、及び2つの関連ゲートウェイあるいはハブ22及び24とともに地上リピータ通信のために示されている。システムのこれらの要素は、各々がセルラ電話であるがこれに限定されないような無線通信装置を有する2つの典型的な遠隔加入者装置26及び28と通信を行うために使用される。これらの加入者装置は移動しているものとして論議されているが、本発明の教示は遠隔無線サービスが望まれる固定装置に適用可能であることも理解される。この後者のタイプのサービスは、世界の多数の遠隔領域で通信リンクを確立するために衛星リピータを使用することに特に関連している。

【0039】用語ビーム(スポット)及びセル、あるいはセクタは、技術上このように参照することができ、使用されるリピータプラットホームの種類及びその位置の物理的特性が相違している地理的な領域サービスは実際同じであるので、用語ビーム(スポット)及びセル、あるいはセクタは、全体に交換できるように使用される。でも、所定の伝送通路の特性及び周波数及びチャネルの再使用に関する制約はこれらのプラットホーム間を区別する。セルは基地局信号の有効的“到達”によって規定されるが、ビームは地球の表面上に衛星通信信号を発射することによってカバーされる“スポット”である。さらに、セクタは、通常セル内部の異なる地理的な領域をカバーしているのに対して、時にはFDMA信号と呼ばれる異なる周波数の衛星ビームは共通の地理的な領域をカバーできる。

【0040】用語基地局及びゲートウェイは、時には、移動リピータを介するような通信リンクを保持するように実行するために通信を衛星リピータを通じて指向し、

関連装置に関するより多くの“ハウスキーピングタスク (housekeeping tasks)”を有する特殊基地局として技術上認識されるゲートウェイとも交換できるように使用されるのに対して、基地局は取り囲む地理的な領域内に通信を向けるように地上アンテナを使用する。中央制御センターは、一般的にはゲートウェイ及び移動衛星と対話する時に実行するより多くの機能も有する。基地局14及び16の各々は、そのそれぞれのアンテナからの伝送パターンによってサービスされる個別の地理的な領域あるいは“セル”にわたってサービスを提供するが、衛星18及び20からのビームは他のそれぞれの地理的な領域をカバーするように指向されていることがこの例のために意図されている。しかしながら、衛星のためのビーム到達範囲あるいはサービス領域及び地上リピータのためのアンテナパターンは、通信システム設計及び提供されるサービスの種類に応じて所与の領域で完全にあるいは部分的に重なることができることが容易に理解される。したがって、通信工程におけるいろいろな点で、ハンドオフは、後述されるように、いろいろな領域あるいはセルにサービスしている基地局あるいはゲートウェイ間で行うことができ、ダイバーシチはこれらの通信領域あるいは装置のいずれかの間でも達成できる。

【0041】加入者は、新しい基地局、ゲートウェイ、あるいは衛星ビームパターンによってサービスされる領域の中を通り抜けるのに十分な位置を変えるとき、CDMA変調技術によって可能にされた信号利得は使用のための“ソフト”ハンドオフシステムを可能にする。このシステムでは、ゲートウェイにおける新しいモデムは加入者装置に割り当てられるのに対して、古いリンクが終了されるべきであることが明かになるまで、既存のゲートウェイモデムは通信リンクにサービスし続ける。加入者装置は2つの基地局の到達範囲間の遷移領域、すなわち、重複到達範囲の領域に置かれたとき、通信リンクは2つのモデムによって直ちに、各基地局に対して1つ保持するかあるいは受信信号強度及び周波数使用可能度に従ってモデム間で転送できる。加入者装置は少なくとも1つのモデムを通じて常に通信するので、より少ないサービスにおける混乱を生じる。このように、加入者装置は、ダイバーシチ機能を実行するのに加えて、ハンドオフ処理を助けるための複数のゲートウェイあるいは基地局モデムを利用する。さらに、ソフトハンドオフは、加入者と複数の衛星との間の通信リンクを保持するためにほぼ連続的に使用することができる。

【0042】図1では、基地局14と加入者装置26及び28との間の通信リンクのための可能な信号通路のいくつかが一連のライン30及び32のそれぞれによって示されている。これらの矢印は、明瞭にする目的のための説明として役立ち、実際の信号パターンあるいは必要とされる通信通路にいかなる制限も示さないけれども、順方向あるいは逆方向のいずれかであるようなリン

クのための典型的な信号方向を示している。同様に、基地局16と加入者装置26及び28との間の可能な通信リンクは、ライン34及び36のそれぞれによって示されている。基地局14及び16は、一般的にはユーザ間の相互干渉を最少にするために等しい電力を使用して信号を送信するように構成されている。

【0043】他の可能な信号通路は、衛星18及び20を通じて確立されている通信のために示されている。これらの通信リンクは、1つ以上のゲートウェイあるいは集中ハブ22及び24と加入者装置26との間の信号経路を確立する。これらの通信リンクの衛星-ユーザ部が、一連のライン40、42及び44によって示され、ゲートウェイ-衛星部はライン46、48、50、及び52によって示される。いくつかの構成では、ライン54によって示されたリンクを介するような直接衛星対衛星通信を確立することも可能である。

【0044】基地局によってサービスされる地理的な領域あるいはセルは、他方の基地局よりも一方のセルにより近くあるいはさらに細分割される1つのセルセクタ内部にユーザ装置あるいは加入者装置を通常配置するほぼ非重複あるいは非交差形状で設計されている。ここでの限定的な要因は特定のビームパターン及びその信号強度における加入者装置の存在であるが、衛星に対して相対的な接近はあるけれども、これは衛星通信に対してもほぼ同じである。

【0045】現CDMA無線あるいはセルラ電話システムでは、各基地局あるいはゲートウェイは到達範囲のその領域全体に“パイロットキャリア”信号も送信する。衛星システムに関しては、この信号は、各衛星“ビーム”あるいはビーム部の内部で転送され、衛星によってサービスされる特定のゲートウェイで始まる。単一のパイロットは、各セクタがそれ自身の異なるパイロット信号を有することができるセクタに細分割される領域の場合を除いて、各ゲートウェイあるいは基地局に対して送信され、このゲートウェイの全てのユーザによって共有される。パイロット信号は、通常いかなるデータ変調も含まなく、初期のシステム同期化を得て、基地局送信信号の健全な時間、周波数及び位相追跡を実現できるように加入者装置によって使用される。各ゲートウェイあるいは基地局は、いろいろな他の信号に関するゲートウェイ識別のようなスペクトル拡散変調情報、システムタイミング、ユーザページング情報も送信する。

【0046】各基地局あるいはゲートウェイは独特なパイロット信号（システムの広範囲の再使用をもたらす）を有するが、これらの信号は異なるPNコード発生器を使用して発生されないが、異なるコード位相オフセットで同一拡散コードを使用する。これは、互いから容易に識別できるPNコードを可能にし、順に発信基地局及びゲートウェイ、あるいはセル及びビームを識別する。代替例では、一連のPNコードは、各ゲートウェイのため

に、ゲートウェイが通信するおそらく各衛星平面のために使用される異なるPNコードとともに通信システム内部に使用される。所望のようなPNコードと同じ数あるいはPNコードと同じくらい少ない数が通信システムで特定の信号源あるいはリピータを識別するために割り当てることができる。すなわち、コードは、可能な通信チャネルの総数を前提として望まれ、システム内部でアドレス指定できるユーザ数を最大にするように望まれるようなシステム内部で各リピータあるいは信号発信者を区別するために使用できる。

【0047】通信システム全体に1つのパイロット信号シーケンスを使用することによって、加入者装置は、全てのパイロット信号位相にわたって単一サーチとのシステムタイミング同期を探ることができる。最も顕著なパイロット信号は各コード位相のための相関処理を使用して容易に検出できる。加入者装置は、全シーケンスを逐次サーチし、最も顕著な相関を生じるオフセットあるいはシフトを調整する。この処理によって識別される最も顕著なパイロットは、最も近い基地局によって送信されるパイロット信号あるいはカバーする衛星ビームに対応する。しかしながら、最も顕著なパイロット信号は、ユーザが容易に追跡し、正確に復調できる明かな信号であるために、その送信源に関係なく通常使用される。

【0048】通常、電力レベルが高くなれば、それについて信号対雑音比は益々大きくなり、パイロット信号の混信マージンは高速初期取得を可能にし、比較的広範囲の帯域幅位相追跡回路を使用して非常に正確な位相の追跡を可能にする。パイロットキャリアを追跡することから得られるキャリア位相は、基地局14及び16とゲートウェイ22及び24によって送信されるユーザ情報信号を復調するためのキャリア位相基準として使用される。この技術によって、多数のトラフィックチャネルあるいはユーザ信号キャリアは、キャリア位相基準のための共通パイロット信号を共有できる。

【0049】最も顕著なパイロット信号を取得するかあるいは最も顕著なパイロット信号と同期すると同時に、次に、加入者装置は、パイロットと同じシーケンスを有する後述されるような異なるカバーコードを一般的には使用する同期信号あるいはチャネルと呼ばれる他の信号を探索する。同期信号は、長いPNコード、インタリーブフレーム、ボコーダのための所定の同期情報及び付加的チャネルのサーチを必要としないで遠隔加入者装置によって使用される他のシステムタイミング情報を伝達することに加えて、発信ゲートウェイ及び全通信システムをさらに識別する所定のシステム情報を含むメッセージを送信する。

【0050】ページング信号あるいはページングチャネルと呼ばれる他の信号は、呼び出しあるいは通信情報が“到達”あるいは存在するかもしれないゲートウェイで加入者のために“保持”されているかを示すメッセージを

送信するために通信システムによっても使用できる。非活動モードでは、すなわち、いかなる通信リンクも確立されない場合の間、1つ以上のチャネルはこの機能のために予備に残してあり、加入者装置は、他のものを除外して、これらのチャネル及びパイロットを監視できる。ページング信号は、一般的には、ユーザが通信リンクを開始し、指定された加入者装置からの応答を要求する場合に使用するための適切なチャネル割り当てを与える。

【0051】図1に示すように、パイロット信号は、下りの通信リンクあるいは順方向通信リンク30及び36のそれぞれを使用して基地局14及び16から、リンク40、46、及び48を使用して衛星18を通じてゲートウェイ22及び24から加入者装置26に送信される。したがって、加入者装置26の回路は、基地局14及び16あるいはゲートウェイ22及び24によって送信されるパイロット信号のための相対信号強度を比較することによって、通信のために基地局あるいはゲートウェイ（衛星）サービスを使用すべきであるかの決定、すなわち、通常セルあるいはビームの中にある決定をするために使用される。説明において明かにする目的のために、図1では、このことは、特定のシステム構成、衛星ビームパターン分布、及びMTSO12による呼び出しの転送に応じて確かに可能であるけれども、加入者装置26と通信するような衛星20は図示されていない。

【0052】本例では、加入者装置28は、地上サービスの目的のために基地局16に最も近いものとみなされるがゲートウェイサービスの目的のために衛星18あるいは20の到達範囲内にある。加入者28が呼び出しを開始するとき、制御メッセージは、最も近い基地局あるいは衛星ゲートウェイ、ここでは16、あるいは18及び20に送信される。呼び出し要求メッセージを受信すると同時に基地局16は、呼び出された番号をシステムコントローラあるいはMTSO12に転送する。次に、システムコントローラは、PSTNを通じて呼を予定された受信者に接続する。代替例では、加入者装置28からの通信リンクはゲートウェイ22あるいは24で衛星18を通して確立される。ゲート22は、呼び出し要求メッセージを受信し、前のようにそれを処理するシステムコントローラにそれを転送する。呼び出しあるいはメッセージリンク要求がPSTN内部で始まるにせよあるいは加入者装置によって開始されるにせよ、MTSO12は、この装置が以前のメッセージ情報のようなものであると知られているかあるいは“本拠地”領域にあるようなものであると予測されているかのいずれかである所定の領域での全ての基地局あるいはゲートウェイに呼情報を通常送信する。ゲートウェイ及び基地局は、呼び出された加入者のためのそれぞれのサービス領域内の各々にページング情報を順に送信する。予定された受信者の装置がページメッセージを検出すると、この装置は制御メッセージを最も近いベース基地局に、あるいは

適当な衛星を通じてゲートウェイに送信することによって応動する。この制御メッセージは、特定のゲートウェイ、衛星、あるいは基地局が加入者装置と通信し、次にMTSOあるいはコントローラ12がそのリンクを通じて加入者装置にメッセージあるいは呼を経路指定するシステムコントローラ12に信号を送出する。万一加入者、ここでは28が最初に選択された衛星18、あるいはゲートウェイ22あるいは24のサービス領域から外れて移動するならば、異なるゲートウェイあるいは基地局のいずれかが使用されなければならないまで他の衛星を通じて情報を送ることによって通信リンクを継続する試みがなされている。

【0053】呼び出しあるいは通信リンクが始動され、加入者あるいは遠隔装置が活動モードに変わると、擬似雑音(PN)コードは、この呼の長さの間、使用するために発生されるかあるいは選択される。このコードは、ゲートウェイによって動的に割り当てることができるかあるいは特定の加入者装置のための識別要因に基づいて予め用意された値を使用して決定することができる。呼が開始された後、加入者装置は、通信しているゲートウェイのためのパイロット信号及び隣接するビームあるいはセルのためのパイロット信号の両方を走査し続ける。パイロット信号走査は、隣接するパイロット信号強度が最初に選択されたパイロット信号の強度を超えるかどうかを決定するために継続する。隣接セルあるいはビームと関連したパイロット信号の信号強度が現セルあるいはビームの信号強度を超える場合、加入者装置は、新しいセルあるいはビームパターンが入力されたことと決定し、このパターンのためのゲートウェイに対する通信のハンドオフが開始されるべきであると決定する。

【0054】CDMA通信システムを実行するのに有効な基地局あるいはゲートウェイ装置のトランシーバ部の典型的な実施例が図2にさらに詳細に示されている。図2では、周波数ダイバーシチ受信あるいは空間ダイバーシチ受信を実行するためのアンテナ及びアナログ受信機部にそれぞれ結合された1つ以上の受信機部が使用されている。地上リピータ基地局では、多重アンテナは、通常セクタ内で空間ダイバーシチ受信を達成するために使用される。ゲートウェイでは、多重アンテナは、いくつかの異なる衛星パターン及び軌道パターンを受け入れるためにも使用できる。受信機部の各々の内部で、信号がダイバーシチ結合処理を受けるまで、この信号はほぼ同一の方法で処理される。ある種の変更は当該技術上公知であるけれども、図2の破線内のエレメントは、1つのゲートウェイと1つの移動加入者装置との間の通信を管理するために使用される受信機エレメントに対応する。アナログ受信機あるいは受信機部の出力は、下記に引用される米国特許第5,103,459号でもさらに論議されている、他の加入者装置との通信で使用される他のエレメントにも供給されている。

【0055】図2に図示されるトランシーバは通信信号の受信、ダウンコンバート、増幅、およびデジタル化のためにアンテナ60に接続されたアナログ受信器62を使用する。RFからIFへそれからベースバンド周波数へのダウンコンバージョンやチャンネル信号のアナログ・デジタル変換のための種々の方式が当業者で公知である。デジタル化信号はそれからサーチャ受信器64と少なくとも1つのデジタルデータ復調器66Aに送られる。付属のデジタルデータ受信器66B-66Nは個々の加入者機器のための信号ダイバーシチを得るために使用される。またそれらは個々に必要に応じてRake型の信号受信機での1つの指になる。これらの付属データ受信器は、それだけであるいは他の受信器と一しょに、いくつかの可能な伝搬経路を通して加入者信号を追跡したり受信したりして、ダイバーシチ・モード処理を可能にしている。個々のデータ受信器は一般に構造と機能面では実質的に同じであるが、ダイバーシチ信号の特性のために少しばかり異なったタイミングで動作する。上述のように、ゲートウェイは通常1つ以上の付属受信部を持っていて、各受信部は使用中の加入者に対応するために割り当てられる。

【0056】少なくとも1つのゲートウェイ制御プロセッサまたは制御装置70は復調器66A-66Nとサーチャ受信器64と連結して、これに限るものではないが、信号処理、タイミング信号発生、電力とハンドオフ制御、ダイバーシチ、ダイバーシチ結合、MTSOとのシステムインタフェースなどの機能を有効にするためにコマンド信号と制御信号を備えている。制御プロセッサ70のための他の主な制御機能として、加入者通信のためのウォルシュ関数、送信器、それと復調器の割り当てとがある。サーチャ受信器はどの復調器をアナログ出力に割り当てるかを決定するために特に使用される。各々の復調器は、既知の技術を使って受信している信号のタイミングを突き止める責任を負う。

【0057】データ復調器66A-66Nの出力は、共通の加入者機器にサービスする復調器によって信号出力を論理的に結び付ける役割を果たす1つ以上のダイバーシチ結合器と複合器68とに結合される。この結合された信号はデジタルデータリンク72に送られる。またこのデータリンクは制御プロセッサ70、送信変長器74、それと特にMTSOデジタルスイッチやネットワークと結合される。デジタルデータリンク72を組み立てるために使用される回路はよく知られており、特に種々の公知のデジタルデータ交換やストレージ装置を含んでいる。デジタルデータリンク72は、ダイバーシチ結合器と複合器68、MTSOネットワーク、1つ以上のゲートウェイ送信変調器74、制御プロセッサ70の制御の下にあるすべてのものとの間で符号化信号または復号化信号の送信を制御したり指示したりする役割を果たす。

【0058】復調器66とサーチャ受信器64からのデジタル信号出力は、この例では、IとQのチャンネル信号の結合されたものから構成される。しかしながら、これらの構成要素はデジタル化されたIとQチャンネル信号を変換後に分割するよりは、むしろIチャンネルとQチャンネルをデジタル化する前に内部チャンネルを分割するように組み立てることができることは当業者には容易に理解できる。この分割はデータを他の要素に送信するのに使用されるデータバスの性質を簡単に変える。

【0059】送信側では、通信システム内で、MTSOからの信号、あるいは他の結合要素からの信号はデジタルリンク72を使用している受信側加入者に送信するために適当な送信変調器に連結される。送信変調器74は制御プロセッサ70の制御の下で動作し、スペクトル拡散が目的の受信者へのデータ送信のためにデータを変調し、結果信号を信号発信用に使用される送信電力を制御する役割を果たす送信電力コントローラ76に供給する。本送信変調器72の構造と操作に関しては米国特許第5,103,459号と5,309,474号に詳しく説明されており、これらは本発明の譲受人に譲渡され、引用でここに組み込まれている。送信電力コントローラ76の出力は、加算器78内で、同じキャリア信号のための信号を用意する他の送信変調回路／電力制御回路の出力を合計される。次に加算器78の出力は必要な周波数に更に増幅するためにアナログ送信器80に送られ、衛星中継器を通して加入者機器に放射するためにアンテナ82に出力される。制御プロセッサ70はまたパイロット・チャンネル、同期チャンネル、無線呼び出しチャンネルなどの信号の生成と電力を制御して他の信号と加算される前に電力コントローラ76に結合させてアンテナ82に出力する。

【0060】図1で示すように、スペクトル拡散型の通信システムは直列擬似ノイズスペクトル拡散キャリアに基づいて1つの波形を使用する。すなわち、1つのベースバンドキャリアは必要な拡散効果を得るために周期 T_s の擬似ノイズPN列を使用して変調される。このPN列は周期 T_c の一連の‘チップ’から構成され、そのチップは拡散されるベースバンド通信信号よりも高い周波数を持っていて、代表的な周波数はおよそ9.6から19.2 kbpsである。代表的なチップの周波数は1.2288 MHz位のもので、全体のバンド幅、必要なまたは可能な信号干渉、それから当業者には明らかな信号強度や品質に関連する他の基準に従って選ばれる。したがって、当業者には、割り当てられたスペクトルによって、またコスト制約と通信品質トレードオフの観点から、どれほどチップレートが変更できるかが明らかである。

【0061】パイロット列はシステム内で多数のパイロット信号をサポートするために位相オフセットを使用し

て多くの異なった列が生成できるように充分長くなければならない。1つの具体例では、送信された信号キャリアのための列長は2の15乗すなわち32768チップに設定されている。結果の列は、異なるセルによって送信されたパイロット信号の間で相互干渉を防ぐために必要な良い相互相関特性と自動相関特性を持っている。同時に取得時間を最小にするためにできるだけ短く列を保持することが求められる。未知のタイミングで、列の全長が正しいタイミングを決定するために探索されなければならない。列が長いほどまた列探索時間は長くなる。しかしながら、列の長さが短くなればコード処理ゲインも干渉拒否とともにおそらく、受け入れられないほどに短縮される。

【0062】以前に示したように、異なったゲートウェイすなわち基地局からの信号は、その近傍を基準とした各領域に基本パイロットコード列の異なった時間オフセットを供給することによって、区別される。そのオフセットすなわちシフトはパイロット信号の間で実質的に干渉がないことを確認するのに十分な大きさがなければならない。

【0063】基地局、すなわちゲートウェイから加入者へのリンクにおいて、スペクトルを拡散するために使用されるバイナリ列が2つの異なるタイプの列から構成され、それぞれは異なった特性を持ち異なった機能を提供する。1つの“外部”コードが異なる基地局により送信された信号間と複数パス信号間を区別するために使用される。この外部コードは、セルの中のすべての信号すなわちビームによって一般的に共用され、通常は比較的短いPN列になる。しかしながら、システム構成によっては、1セットのPNコード列が個々のゲートウェイに割り当てられたり、異なるPNコードが衛星中継器に使用される。個々のシステム設計で当業者に公知であるによって、そのシステムで使用される直交外部コードの分布が指定される。

【0064】次に、1つの内部コードが1つの領域内の異なるユーザー間や前方リンク上の単一基地局やゲートウェイ、衛星ビームで送信されやユーザー信号間で区別するために使用される。すなわち、個々の加入者機器は特定の有効なPNコード列を使用することによって前方リンク上に供給されたそれ独自の直交チャンネルを持っている。反対のリンク上では、ユーザー信号は完全には直交しないが、コード記号を変調する方法によって区別される。次の受信と処理の間で信号ゲインを改善するためにもう1つのレベルの“スクランブル”を供給するのと同じように、付属の拡散コードが送信用データを準備する中で使用できることは当業者には明らかである。

【0065】1組の長さが n の n 直交バイナリ列が構築できるのは当業者には明らかである。ここで n は2のべき乗である。これについては、S. W. Golomb等

の著でPrintice-Hall社出版の「宇宙利用でのデジタル通信」という表題のページ45—64の文献で解説されている。実際に、また多くの直交バイナリ列がまた4の倍数で200以下の長さのほとんどの列に対しても分かっている。比較的簡単に生成可能なそのような列の1つのクラスはウォルシュ関数と呼ばれ、H

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & \overline{W}(n/2) \end{vmatrix}$$

ここでWはWの論理補数で、 $\overline{W}(n) = -W(n)$ で $W(1) = 1$ である。

【0068】したがって最初のいくつかのウォルシュ関数、すなわち2、4、と8の次元のものは次のように表すことができる。

【0069】

【数2】

$$W(2) = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix} \quad \text{及び}$$

$$W(8) = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{vmatrix}$$

【0070】次に、ウォルシュ関数、すなわち列は単にウォルシュ関数行列の列の1つであり、n次のウォルシュ関数はn列の $S_n(n)$ を含み、それぞれはnビットの長さがある。またウォルシュコード列を形成する個々のビットはウォルシュチップ(Walsh chips)と呼ばれる。したがって、ウォルシュ関数 $W_i(n)$ は'n行列'のウォルシュ関数行列のi番目の列であり、nビットを持っている。例えば、ウォルシュ関数 $W_3(8)$ は $S_3(8) = 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1$ のように示される。

【0071】実フィールドに関するn次のウォルシュ関数(他の直交関数と同じように)は、その列が一時的に

adamard行列として知られている。

【0066】実際のフィールドに関してn次のウォルシュ関数行列は帰納的に次のように定義できる：

【0067】

【数1】

並べられるならば、1連のチップの中でn個のチップの間隔に関して、その集合内のすべての異なる列 S_{ni}

(n)間の相互相関が0にセットされるという特性を持っている。そのビット、すなわちチップのちょうど半分がすべての列ですべての他の列のビットと異なることを見ればこのことは容易に理解される。もう一つの有用な特性は、1つの列が常にすべて1からなり、他の列のすべては半分が1で他の半分は-1からなるということである。もう一つの特性は、1つの列がすべて0であり、他の列は半分が1で残りの半分は0であるということである。

【0072】スペクトル拡散通信システムのための現在の標準では、ビームやセルの中で動作しているすべての加入者すなわちユーザー機器は単一の'外部'PNコード位相を共用する。すなわち、一般にパイロット信号や同期信号に与えられているように、特定の周波数のユーザーのためのゲートウェイや基地局によって確立された基本タイミングと位相は同じである。特定の受信者に一意になるように加入者やユーザーの信号を区別することは、別個の直交拡散やスクランブル関数、ウォルシュ関数の個々のユーザーの信号への応用であり、また加入者チャンネルとも呼ばれる。これは内部コードに対して外部PNコードを並べた位相を使用するものである。

【0073】ウォルシュ関数すなわちコード列を使用する特定のスペクトル拡散通信システムでは、それぞれn個の値のn個の列を持つ既定の組みまたは列テーブルが異なるコード列を定義するために前もって設定される。現設計では、既定の64個のウォルシュ関数として特別に構成され、それぞれの長さは64チップである。これらの関数はビーム、セル、あるいはセクターで使用されるキャリア信号の中での64チャンネルすなわち加入者(マイナスパイロット、ページング、同期信号)の直交性を確認するために使用される。高度な衛星ベースの中継器システムでサービスを提供できるユーザーの数を増やすために、ウォルシュ関数のサイズを少なくとも128チップに増やすことが考えられる。

【0074】このようにして、 $\overline{W}_1(64)$ や $W_2(64)$ 、 W

64(64)のようなウォルシュ関数のためのチップすなわちチップ2進数(0と1)が事前に定義され、通信システムの中で使用するために順序づけられたセットの中に存在することになる。これらの関数は、パイロット信号オフセットで明らかであるように、キャリア信号位相オフセットがすでに個々のセルやビームの基本タイミング用に組み込まれているために、ビームやセルで再利用が可能である。これらのタイプの情報の使用は、当業者には明らかである。

【0075】いくつかの信号キャリア波形が通信システム10で使用可能である。この実例では、正弦キャリア信号は1対のバイナリPN列で変調された4位相になっている。この方法では、PN列が同じ列長の2つの異なるPN発生器によって生成される。1つの列の2相がそのキャリア信号の同相チャンネル(Iチャンネル)を変調して、他の列の2相がキャリア信号の1つの4相チャンネル(Qチャンネル)を変調する。その結果の信号は合わされて複合4相キャリア信号を形成する。

【0076】図3は、送信変調器74を組み込み、加入者機器をjとして、送信のためのデータD_jを用意するための信号変調器の設計の1つの例である。図3に示されているように変調器74にはデータ符号器100とインターリーブ102とが含まれている。直交コーディングや拡散に利用する前に、ここではウォルシュ関数を使用して、個々の通信チャンネルによって運ばれたデジタルデータの信号が一般に繰り返し符号化され、システムを低い信号ノイズ変換率と干渉率で動作させるエラー検出や修正関数を供給するためにインターリーブされる。これによって、送信用に処理されるデータ記号が出来る。

【0077】基礎となるデータは、PSTNあるいは他の加入者機器によって生成されたり、MTSOから送信される声や他のタイプのアナログ信号である。このデータは特定の既知のアナログ技術で処理され、前もって増幅されたりフィルタされ、それからデジタル信号の形に変換される。また、符号化や繰り返し、インターリーブのステップに使用される技術は当業者で公知であるものである。インターリーブについての詳しい説明は、例えば、Howard W. Sams & Co. 出版の「データ通信、ネットワークとシステム」の343—352ページに記載されている。

【0078】その後、インターリーブ102からインターリーブされた記号は直交的に符号化されたり、コード発生器104によって供給された直交コード列から構成される。コード発生器104からのコードは論理素子106の記号データと乗算または結合される。直交関数は一般に1.2288MHzの速度で計測される。同時に、声やファクシミリ(FAX)、高速/低速データチャンネルを含んだ変動データ率のシステムの例では、情報記号率は、例えば、おおよそ75Hzから76,80

0Hzまでの範囲で変化する。ウォルシュコードで満たされる前に、インターリーブされたデータは、乗算器106の入力で直列に結合されている2番目の論理素子108で2進数PNu列と積が取られてもよい。一連のこの列は、1つの長いPNコード発生器110の出力によって供給され、また、特に1.2288MHzで速度で計測されて、それから19,200kbp/sの速度を供給するためにデシメータ111で10進化がなされる。一方、論理素子108は、PNu列によって積算されている乗算器106からのデータといっしょに乗算器106の出力と直列に結合される。ウォルシュコードとPNu列は-1と1でなく0と1から構成されるとき、加算器は排他的論理和のような論理素子で置き換えられる。

【0079】コード発生器110は個々の加入者機器によって、または加入者機器のために生成された特定のPN列に対応する別々のPNコード列PNuを生成し、この目的のために構成されている種々の既知素子を使用して作られる。PNu列はセキュリティまたはさらなる信号拡散のためにデータをスクランブルする。一方、非線形暗号発生器が、データ暗号化標準(DES)を使用する暗号化装置のように、必要に応じてPN発生器110の代わりに使用される。PNu列は指定した通信メッセージの時間に対してだけ割り当てられるか、あるいは1つの加入者機器に永久に割り当てられる。

【0080】送信回路はまた2つのPN発生器112と114を含む。これらは同相(I)と4相(Q)のチャンネルに対して異なる長さの短いPNIとPNQ列を生成する。すべての加入者機器は同じPNIとPNQ列を使用するが、上述のように異なる大きさと時間シフトやオフセットがなされる。一方、これらの発生器は適当なインタフェース素子を使用していくつかの送信器間で共用することができる。これらのコードのための生成回路の例が"POWER OF TWO LENGTH PSEUDO-NOISE SEQUENCE GENERATOR WITH FAST OFFSET ADJUSTMENT"という表題で、1993年7月13日発行の米国特許第5,228,054号で開示されており、本発明の譲受人に譲渡されている。

【0081】これらのPN発生器は、そのPN列に事前に決定されている時間オフセット遅延を行うために、制御装置からのビームまたはセルID信号に対応する入力信号に応答する。2つのPN発生器だけがPNIとPNQを生成するために示されているが、付属生成器(additional generators)も含めて多くの他のPN発生器もこの発明によって実現できる。

【0082】乗算器106によって出力されたウォルシュ符号化記号データは、1対の乗算器116と118を使用することによってなされるように、PNIとPNQコード列によって積算される。それからその結果得られた信号は、単一の通信信号に加算され、パイロットと加

算され、そしてビームやセルのために他のデータ信号と
いっしょにキャリア信号をセットアップされる4つの正
弦対を2相変調することによって、通常RFキャリア上
で変調される。加算は、特定のビームやセルの中のチャ
ネルに関連したPN列による積算の前後で、例えばIF
やベースバンド周波数での処理におけるいくつかの異
なるポイントで行われる。その結果の信号はそれからゲ
ートウェイのアンテナによってバンドパスフィルタさ
れ、最後のRF周波数に変換され、増幅されて、フィル
タされそして放射される。上述のようにフィルタリン
グ、増幅、変換、それと変調の操作の順序は入れ替えて
も構わない。この種の送信装置の操作についての追加説
明は”SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS
IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE”という表題の、特許第5,103,459
号に記載され、本発明の譲受人に譲渡され、引用でここ
に組み込まれている。

【0083】図3に示されている変調器の設計はほとん
どの通信システムで満足されるものであるが、これは信
号を変調したり、符号化するための基本的な方法であ
る。当業者はそのような変調設計に使用して、前述のよ
うな内部ビームや内部セルを提供するためにウォルシュ
コードを容易に効果的に利用する。しかしながら、一般
に図3の装置ではパイロット信号を使用して信号受信機
で干渉性の復調を行うことが必要である。パイロット信

$$S_1(n) = W_i(n), \quad S_2(n) = W_j(n) \quad i \neq j$$

ここで i と j は事前に定義されているウォルシュ行列の
特定の列を指す。すべての変調記号は長さ n のチップの
ウォルシュ関数である。例えば、上記例のマトリックス
からそれらの列を使って、 $n=8$ 、 $i=3$ 、 $j=4$ とす
るとその結果の列 $S_1(8)$ と $S_2(8)$ は；

$$S_1(8) = 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad \text{及び} \\ S_2(8) = 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad \text{となる。}$$

【0086】このような2つの列は選択可能な写像方式
にしたがって符号化データを変調するのに使用される。
エンコーダあるいはインターリーバからの記号は2つの
別個のウォルシュ関数の内の定義済みの一対またはサブ
セットによって作られた2つの直交変調記号に写像され
る。これは、その入力記号の状態またはバイナリー値に
応じて適当なコード列 S_1 や S_2 を選ぶことによってな
される。すなわち、バイナリー値0は1つの列、例えば
 S_1 を選択し、他のバイナリー値1は他の列、 S_2 を選
択する。それからこれらの列は、以前のPN i やPN Q
の拡散列の利用のための変調記号のように、その後の信
号処理の段階に渡される。

【0087】前方リンク上の2に関する(-ary)変調を使
用する送信のためにユーザーデータを用意するのに有用
な変調器の1つの具体例が図4に示されている。図4
で、データは、以前のように、スクランブルや乗算器1

号を使わないと、図3に示された方法では受信器をロッ
クして多くのアプリケーションでデータ信号フレームを
追跡するための十分な記号エネルギーが供給されない。

【0084】一方、申請者には複数の直交コード列が非
干渉信号処理のための追加信号処理ゲインを得るために
個々のデータ信号を変調するのに利用できることが分か
る。申請者には、Mコード列（ここで、 $M=2^k$ で k
は整数で、 L は下記の1つの要素である）が M に関する
(-ary)ウォルシュシフトキーと呼ばれる M に関する(-
ary)変調方式を提供するために使用できることが分か
る。このキー入力によって、エラー効率が干渉復調技術
のそれに近づくように受け取られている変調記号のエネ
ルギーが増加する。下記は低次元の $M=2$ 、4、16の
変調レベルの値の例である。”カバー”コードのより一
般的な使用と互換性を保つために、上の表記法の k の値
は0にセットされる（及び $L=1$ ）。その結果は M の値
は1になり1に関する(-ary)または単一コード列変調と
なる。

【0085】ウォルシュ関数（または他の直交関数）の
対して上述の直交性特性を利用して、複数のウォルシュ
関数すなわちコード列 W_1, W_2, \dots, W_n は M に関する
(-ary)直交列または M 直交変調記号を生成するのに利用
できる。例えば、2つの n 長ウォルシュ関数 $W_i(n)$
と $W_j(n)$ は次の形の n ウォルシュチップでバイナリ
すなわち2に関する(-ary)直交列 S_n を生成できる：

20の電力制御要素で積算される前にエンコーダ100
とインターリーバ102によって処理される。スクラン
ブル要因は、以前に説明されたPN u 列であり、電力制
御の要因は、データのデジタル化と符号化段階で引き
起こされたエネルギー変動を補償するために特に使用さ
れるビットパターンである。

【0088】乗算器120の出力はコード写像器(code
mapper)すなわち変調記号選択器124に渡されて、そ
こで符号化されたインターリーブ記号データは変調記号
に写像される。この変調写像に使用された直交列は2つ
の適当に構成された発生器126と128に生成され
る。これらの発生器は、上記の米国特許番号5,228,
054で開示されている装置や当業者に公知である
技術と回路素子を使って組み立てられる。これらのコー
ド発生器は別々の構成物として示されているが、これは
図の中で区別するためだけのもので、当業者には容易に
明らかなように、それらは変調記号選択器124の一部
をなすものである。

【0089】直交コードは、必要な関数のために選択さ
れたインデックス値または入力変数にしたがって、必要
に応じて生成できる。他方必要な関数は、制御プロセッ
サで割り当てられるように、通信システムで使用される
一連の関数リストの形で提供され、そこから必要に応じ

て、いくつかの関数が選択される。コード発生器は、同期信号やページング信号で供給される情報を用いるように、動的にプログラムされる。その結果、コード列は加入者機器が新しい通信チャンネルを使用するたびに変更され、必要に応じて、それらの列は永久に割り当てられたりする。また、2つの発生器は同時に別のコードを生成するのに使用できたり、1つのコード発生器が異なる時間に、それぞれの記号間隔で、そのデータ記号のバイナリー値に応じて、2つの異なるコードを供給するために使用することができる。

【0090】選択器124は複数のシーケンスを受信してから、シンボルが「0」のとき発生器126から一個のシーケンスを、またシンボルが「1」のとき発生器128から直交シーケンスを作り出す。変調シンボル選択器124は、当業者なら公知の多様な回路要素と論理要素を使用して、単に「0」あるいは「1」が入力として受信されたとき特定のシーケンスの出力可能であるように構成されている。一個あるいはそれ以上の符号発生器による直交の複数のシーケンス出力は、単に、これに限定されるわけではないが、直列に接続されているトランジスタあるいは論理ゲートのような電子スイッチ要素を作動させることで選択することができる。あるいはその代わりに、複数のシーケンスは、変調シンボル選択器124の一部を形成している局所的レジスタあるいはメモリ要素に使用するために保存できる。

【0091】上記の技術は、下記の形式を持つ4要素一組の $2n$ の長さの直交シーケンスの細片に延長できる：

$$S_1(2n) = (W_i(n), W_i(n))$$

$$S_2(2n) = (W_i(n), W_i(n))$$

$$S_3(2n) = (W_j(n), W_j(n))$$

$$S_4(2n) = (W_j(n), W_j(n))$$

このレベルの変調に於いては、各変調シンボルは、2個の直列の n 長のシーケンスから成る $2n$ 細片の一個のシーケンスである下位2階層の直交関数の連鎖である。各変調シンボルは、通常通信システムの中で使用される n 長直交、ウォルシュ関数上に構成され、また加入者がより長い変調シンボルを使用していると否とを問わず、加入者の信号の中で直交性を維持する。

【0092】4に関する(-ary)構成の中で、2データ・シンボルは、変調シンボルとしての出力に対する与えられた符号シーケンスあるいはウォルシュ関数の一組を選択するために使用される。変調シンボルに対する入力データ・シンボル一つの可能なマッピングは下記表Iに示されている通りである。技術を熟知している当業者であれば、本発明の教示の範囲で、変換戦略を実行するために使用される特定の通信システム設計と回路に応じて、他の配列関数が使用可能であることが直ちに理解できる。

【0093】

【表1】

表 I

シンボルデータ	変調シンボル／出力シーケンス
0 0	$(W_i(n), \overline{W_i(n)})$
0 1	$(W_i(n), \overline{W_i(n)})$
1 0	$(W_j(n), W_j(n))$
1 1	$(W_j(n), W_j(n))$

【0094】この取り組みは更に、4個の直交関数 $W_i(n)$ 、 $W_j(n)$ 、 $W_k(n)$ 、 $W_p(n)$ を割当てて、下記の形式に従うことで、 $4n$ 長の細片の16個一組の直交シー

ケンスを構成するところまで延長できる：

【0095】

【数3】

$$S_{x1}(4n) = (W_x(n), \overline{W_x(n)}, W_x(n), \overline{W_x(n)})$$

$$S_{x2}(4n) = (W_x(n), \overline{W_x(n)}, \overline{W_x(n)}, W_x(n))$$

$$S_{x3}(4n) = (W_x(n), \overline{W_x(n)}, W_x(n), \overline{W_x(n)})$$

$$S_{x4}(4n) = (W_x(n), W_x(n), \overline{W_x(n)}, \overline{W_x(n)})$$

【0096】 $x=i, j, k, p$, また $i \neq j \neq k \neq p$ であると

して、次のシーケンスが得られる：

1100	$(W_4(n), W_4(n), W_4(n), W_4(n))$
1101	$(W_4(n), \overline{W_4(n)}, W_4(n), \overline{W_4(n)})$
1110	$(W_4(n), W_4(n), \overline{W_4(n)}, \overline{W_4(n)})$
1111	$(W_4(n), \overline{W_4(n)}, \overline{W_4(n)}, W_4(n))$

ここでも $\overline{W(n)}$ が $W(n)$ の論理的補数を意味するものとすれば、 $\overline{W(n)} = -W(n)$

及び $W(1) = 1$

【0101】4 に関する (-ary) 変調技術は、図4 と図5 に示されている通り変調器の変更を使用して実行することができる。図5 では、データは前と同様に、スクランブルと力率が乗算器120 の中で掛け合わされる前に、符号化装置100 とインターリーブ102 により処理される。乗算器120 の出力は、また直交符号あるいは、符号化されたインターリーブされたシンボルデータが希望する変調シンボルに転換される変調シンボル選択器、ここでは130 に転送される。乗算器の出力側にある2進シンボルは、一つのシンボルに転換された2ビットの'ベクトル' にグループ化される。この転換(mapping) は変調シンボルの指数の2進表示に基づいて起こる。即ち、各変調シンボルは、4個を一組とする変調に対して対応する'00' から'11' までの4個の指数値あるいは指定の一つを持っており、またデータ・シンボルの2進値は、この指数値を選択するのに使用される。

【0102】変調転換のために使用される直交シーケンスは、各々選択器130 に接続されている出力口を持っている発生器126 と128 により与えられる。選択器は、必要に応じて、それが受信する各シーケンスの論理的補数を与えるために、入力シーケンスを演算するように構成させたり、あるいは符号発生器126、128 から希望する補足シーケンスあるいはそれ等に対する補完関数の何れかを与えるために、126' と128' の符号が付けられた断続線で囲まれた二番目のシリーズの発生器を使用することができる。

【0103】4 に関する (-ary) 変調を行うために、変調シンボル選択器130 は下位符号シーケンスを受信してから、入力シンボルの一組が一組の数値を持ったとき、発生器126、あるいは、'00' あるいは'01' のような、論理的補数から受信された符号から成る一つの(上位の)より長いシーケンスと、また、一組の入力シンボルが、'10' あるいは'11' のような、その他の数値の一組を持ったとき、発生器128 から受信された符号あるいはその論理的補数から成る異なる長いシーケンスを発信する。二つの符号化されたシンボルを使用できるようにするために、選択処理に対して、2ビットのベクトル1対

L (1:L) デマルチプレクサ132 が選択器130 に直列に接続される。Lの数値は4 に関する (-ary) 変調に対して2に等しく設定される。

【0104】選択器130 は、各シンボルの入力パターンに対応して特定の変調シンボルを発信させることができる熟知している当業者により公知になっている各種の回路と論理要素を使用して構成されている。各符号発生器による直交符号シーケンスの出力は、これに限られるわけではないが、直列に各出力側と接続されているトランジスタあるいは論理ゲートのような一連の電子スイッチ要素を作動させることが単に選択されることが可能である。あるいはその代わりに、該シーケンスは、一度これ等が作られたら、変調シンボル選択器130 の一部を構成する局部的レジスタあるいはメモリ要素で利用されるために保存することができる。前と同様に、シーケンス発生器は、ゲートウェイ制御処理装置からの情報を使用して希望通りに、動的にプログラムすることが可能である。

【0105】特定の入力シンボルに対応する後での再呼び出しのために論理的補数、を含む、予め選択された符号シーケンスを保存するために、一個あるいはそれ以上のサーチテーブルあるいは同様のメモリ構造を使用することができる。これに限定されるわけではないが、このようなサーチテーブルを実行するために、ランダム・アクセスと読み取り専用メモリとプログラム可能な論理アレーのような公知の装置が使用可能である。この構成の中で、サーチテーブルは、テーブルの中の特定の変調シンボルエントリに対するアドレスあるいはインデックス・ポインタとして2進シンボルベクトルを使用してシンボルデータにより一般的に直接アクセスされる。変調シンボル出力は入力値により自動的に選択される。このタイプのような単独回路要素は変調シンボル選択器130、と発生器126 と128 の結合された関数を実行するのに使用することができる。符号シーケンス選択器は、4個の入力値(M) が入手可能な128 からシーケンスのセットを選択できるようにするために、シンボル値で指定されているインデックス・アドレスに対してオフセットを反復増分したり加算することができる。この増

分は、ゲートウェイ制御処理装置からのコマンドを使用して設定したり選択したりすることができる。

【0106】16に関する(-ary)変調を使用する加入者の信号を準備するための便利な変調器の部分の実行は図6に示されている。データは、ここでもスクランブルと力率が乗算器120の中で掛け合わされる前に、符号化装置100とインターリーブ102により処理される。乗算器120の出力はそれから1:Lデマルチプレクサにより直交符号あるいは、符号化された挟み込まれたシンボルデータが変調シンボルに転換される変調シンボル選択器に転送される。この構成の中で、乗算器の出力側にある2進シンボルは、一つのシンボルに転換された4ビットの'ベクトル'にグループ化されてから、変調シンボルの指数の2進表示に基づく一個の変調シンボルに転換される。

【0107】この装置の中で、変調変換のために使用される直交シーケンスは、符号選択器134に接続された出力を持つ、一連の4個の適切に構成された直交コード発生器126、128、136と138により作られる。選択器は、各シーケンスの論理的補数を作るために入力シーケンスを演算したり、あるいは補足出力あるいは補数関数の何れかを作り出す、二番目の一連の発生器(126'、128'、136'と138')を使用することができる。使用されている回路によっては、これは採算が良くまた別個、補足シーケンスを作るための追加シーケンス発生器を使用するための速度を上げる。

【0108】16に関する(-ary)変調を実行するために、選択器134は、下位n長の符号シーケンスを受信し、4個一組のシンボルが、'0000'あるいは'0010'のような一組の予め指定されている一組の数値を取り込んだとき発生器126、あるいはその論理的補数から受信されたシーケンスから成る4n長のシーケンスを作り出す。選択器134は、入力信号の一組が、'0100'あるいは'0011'のような他の一組の数値を持ったとき、発生器128、あるいはその論理的補数から受信されたシーケンスから成る異なる4n長の直交シーケンス、一組の入力シンボルがまだ'1001'あるいは'1010'のようなもう一つの数値の一組を持っているとき、発生器136、あるいはその論理的補数から受信されたシーケンスから成るもう一つの4n長の直交シーケンス、なおかつ、一組の入力シンボルがなお、'1100'あるいは'1111'のような、もう一つの一組の数値を持っているとき、発生器138あるいはその論理的補数から受信されたシーケンスから成るもう一つの4n長の直交シーケンスを作り出す。符号化されたデータ・シンボルを選択処理のために使用できるようにするために、直列に変調シンボル選択器134に接続されているデマルチプレクサ132はLに対して4の数値を使用する。

【0109】上記の通り、変調シンボル選択器134は、熟知している当業者にとって公知の、各データシンボル

出力パターンに対応して特定の変調シンボルを作り出すことができる各種の回路と論理要素を使用して構成されている。各発生器による直交シーケンスの出力は、これに限られるわけではないが、各出力に直列に接続されているトランジスタあるいは論理ゲートのような、一連の電子スイッチ要素を作動させることで選択することができる。あるいはその代わりに、シーケンスは、一度作られたら使用するために、選択器134の一部を形成する局部レジスタあるいはメモリ要素の中に保存することができる。通信システム10の特定のロムあるいはプログラム可能な論理アレイは、希望に応じてハードウェア転換エレメントとして使用できる。サーチテーブルあるいは同様の記憶構造はまた上記で解説されている通り、特定の入力シンボルに対応して後で呼び出すための論理的補数を含む、予め選択されている関数あるいは符号シーケンスを保存するために変調シンボル選択器134の一部として使用できる。

【0110】上記の変調器の何れかの中で、より短い長さのn細片長符号の倍数である変調シンボルを使用することはより小さい長さの関数あるいは符号シーケンスが、より大きな2n-と4n細片長シーケンスを形成するために一般的に選択器134の中にあるレジスタあるいはメモリ要素の中に蓄積されることを意味する。これ等のシーケンスはそこで特定配列要求として使用可能となる。このより大きなシーケンスのための'構成'方法で通信システム10、ゲートウェイと加入者装置を使用される直交関数のタイプの面で非常に弾力的に保つことができるので、処理装置70の管理下で、希望する変調配列のタイプに従って、n、2n、あるいは4n長シーケンスが入手可能となる。シーケンス発生器は希望するとおりに作動させたりあるいはさせなかったりすることができ、またユーザーの特定の受信トラブルと取り組むために、異なるユーザーは異なる長さのシーケンスを受信することができる。最も長いシーケンスが一般的に好ましいことであるが、一方ゲートウェイからのコマンド情報は、シーケンスの長さがその通信システムで望ましい加入者の装置に命令することができるか、あるいは予め選択された最初に選ばれる符号シーケンス長あるいは復調に使用される実際の符号シーケンスは検索のために加入者の装置の中に予め保存し、非同期復調を希望するとき使用することができる。

【0111】一般的に、出願者は、 $M = 2^k \cdot L$ として、符号長L・nウォルシュ細片に及んでいる変調シンボルのために 2^k 直交あるいはウォルシュ関数(kは整数)を割り当てることで、Mに関する(-ary)変調が達成されることを発見した。更に、各変調シンボルEsのエネルギーは、下記の関係式に基づく符号レート r と情報ビットEb毎のエネルギーから各変調シンボルEsのエネルギーを決定することができる：

$$E_s = r \cdot L \cdot E_b$$

(1)

如何なる端末あるいは加入者の装置も、受信された変調シンボルに対するエネルギー値あるいはエネルギーを引き出す前に、受信された信号を $L \cdot n$ 符号細片の時間の間隔にわたって統合しなければならない。従って、変調レベルあるいは行列階数 M を増大させることで、 L 値は大きくなり、各変調シンボル E_s のエネルギーは増大するので、受信された信号追跡過程で誤り動作が減少する。例えば16に関する(-ary)変調に増大すれば($M=16$ 、 $2^k=4$ 、 $L=4$)、各変調シンボルのエネルギー E_s は4の係数で増大し、これはシーケンスの長さの増大となる。この追加されたエネルギーで、加入者の装置の受信機の通信信号の位相の追跡段階での、同調復調技術を追求している性能を向上させることができる。

【0112】上記の変調配列の弾力性と全体的な利点は、通信システム10の加入者の装置あるいはユーザーの端末で容易に実施できる非同調信号復調器に対する一例としての形態を検証することで更に理解することができる。三つの主な構成を、非同期復調を支援する図7-9を引用して下記の通り解説する。これ等の構成は、非同期復調を使用するかあるいは非同期と同期復調を使用する、1本のフィンガあるいは複数のフィンガの受信機の何れかに分類することができる。

【0113】これ等の受信機の動作の図示と解説を明解にするために、他のものも使用可能ではあるが、16に関する(-ary)変調配列を想定する。更に、単一信号パスが図示されているが、しかし I と Q パスあるいはチャンネル信号は一般的に平行パスに沿って別個に処理される。従って、図7-9に図示されている信号処理要素は、直交関数源に対するような一部の時割形態が使用されない限り、実質的に同じである。同時に、アナコンバタログ信号受信と処理段階と関連するアナログ/デジタル変換要素(A/Dコンバタ)は図示されていない。これ等の要素の動作と使用は当業者により熟知されている公知の技術でありまた上記に引用されている米国特許5,103,459

に解説されている。

【0114】一例としての非同期信号復調のみを使用する一本のフィンガの通信信号受信機は図7でブロック図で示されている。図7の中で、デジタル・データ受信機140は三つの主な機能ブロックあるいは信号復調のための一組の構成部品を使用して示されている。最初の構成部品の一組は、 $N=2^k$ であり、二番が M 組の復調器144であり、三番目が二重最大計測(DMM)発生器146である、相関器142あるいは142A-142Nの $2k$ が連続しているか積み重なったものである。

【0115】相関器142の関数は、変調シンボル時間、ここでは $T_{\text{ウォルシュ}}$ 、毎に、受信信号を 2^k 直交、ウォルシュ関数と相関関係になるはずである。変調シンボル時間は、使用されている直交関数の長さ、また上記に解説されている多重直交関数長変調シーケンスに対する係数' L 'に基づいて通信システムの中で予め設定されている。復調器142(2^k)の中で使用されている相関器142は、変調シンボルを生成するのに使用されている関数の数で決定される。16に関する(-ary)変調の場合、この数は四($k=2$)である。従って相関関係動作は4個の相関器の積み重ねで実行される。しかし、 k が非常に大きいとき、例えば4以上のとき、相関関係動作は、シンボル符号を変調符号間隔に直接転換することで利得効率を上げるために単独FHT装置により実行させることができる。同時に、下記に述べられている通り、相関器の役割の分担は動的にすることができるので、信号処理のために、 M が大きいときにより多数の、また M が小さいときはより小数の相関装置にすることができる。システムに多大の柔軟性を持たせることができる。

【0116】各相関器142(142a、142c、142d)に対する相関関係を持つ受信された信号出力 R は、 $N \cdot T_{\text{walsh}}$ 時間に於て、下記の式で各ウォルシュ関数 W_i と関連して容易に定義付けることができる。

【0117】

$$R_w(N) = \sum_{p=1}^n W_{i,p} R((N-1+ -) T_{\text{walsh}}), \quad (2)$$

ここで、 $W_i = (W_{i1}, W_{i2}, \dots, W_{in})$ は、 n ウォルシュ細片から成り、また $T_{\text{walsh}} = n T_{\text{chip}}$ の時間を持つ、 i 番目のウォルシュ関数を示し；また $R(\cdot)$ が時間 (\cdot) に於て、細片波形に適合するフィルターからの複素出力関数を示す。従って、 $R_w(N)$ はウォルシュ関数 W_i を応用した相関器の複素出力である。

【0118】非同期復調に対しては、加入者の装置あるいはユーザーの端末は相関器142a-nを経由して受信信号を処理し、 2^k ウォルシュ関数に対する I と Q 変調シンボル値を保存する。ここでは各時間間隔 T_{walsh} にわたって4である。それから $L \cdot T_{\text{walsh}}$ 秒後(ここでは $L=4$)、あるいは適切な装置の時間後、保存された数

値は、各変調シンボルに対する受信されたエネルギーを算定するかあるいは決定する M 組の復調器144により演算される。受信されたエネルギーは、適切な時間の間隔の間、復調シンボル $i=1, \dots, M$ が送信されたという仮定に基づいて算定される。 I と Q 変調シンボルは相関器142、復調器144の保存部分、あるいはRAM、ラッチ、あるいはレジスタ等のような他の公知の保存要素の中に蓄積され保存されることができる。

【0119】この取り組みの中で、シンボルエネルギーは次の関係式に基づいて確立することができる：

【0120】

【数5】

$$E_1 \equiv \text{Energy}_{s_2}(N) = \left\| R_{wj}(N) \right\|^2 \quad (3)$$

$$E_2 \equiv \text{Energy}_{s_1}(N) = \left\| R_{wi}(N) \right\|^2 \quad (4)$$

$$E_1(N) \equiv \text{Energy}_{s_2}(N) = \left\| R_{wj}(N) \right\|^2 \quad (5)$$

ここで、二に関する(-ary)変調に対して $i \neq j$ 。

$$E_1 \equiv \text{Energy}_{s_1}(2N) = \left\| R_{wi}(N) + R_{wi}(2N) \right\|^2 \quad (6)$$

$$E_1 \equiv \text{Energy}_{s_2}(2N) = \left\| R_{wi}(N) - R_{wi}(2N) \right\|^2 \quad (7)$$

$$E_3 \equiv \text{Energy}_{s_3}(2N) = \left\| R_{wj}(N) + R_{wj}(2N) \right\|^2 \quad (8)$$

$$E_4 \equiv \text{Energy}_{s_4}(2N) = \left\| R_{wj}(N) - R_{wj}(2N) \right\|^2 \quad (9)$$

ここで、四に関する(-ary)変調と16に関する(-ary)変調に対して $i \neq j$ 。

【0121】

【数6】

$$E_{x1} \equiv \text{Energy}_{s_{x1}}(4N) = \left\| R_{wx}(N) + R_{wx}(2N) + R_{wx}(3N) + R_{wx}(4N) \right\|^2 \quad (10)$$

$$E_{x2} \equiv \text{Energy}_{s_{x2}}(4N) = \left\| R_{wx}(N) - R_{wx}(2N) + R_{wx}(3N) - R_{wx}(4N) \right\|^2 \quad (11)$$

$$E_{x3} \equiv \text{Energy}_{s_{x3}}(4N) = \left\| R_{wx}(N) + R_{wx}(2N) - R_{wx}(3N) - R_{wx}(4N) \right\|^2 \quad (12)$$

$$E_{x4} \equiv \text{Energy}_{s_{x4}}(4N) = \left\| R_{wx}(N) - R_{wx}(2N) - R_{wx}(3N) + R_{wx}(4N) \right\|^2 \quad (13)$$

ここで、 $x \in i, j, k, p$ 及び $i \neq j \neq k \neq p$ 。

【0122】 一般的な場合、相関器の積み重ね或いはFHT装置からのL連続出力は $2^k \cdot L = M$ 復調シンボルに対するエネルギーを確立するのに使用される。上記で説明されている通り、元の符号化された/差し込まれたデータ送信は予め設定された符号シンボルビットの一组を変調シンボルに転換する。それから受信のために、変調シンボルあるいは指数は予め設定された一组の符号シ

ンボルビットに転換される。16個一组の変調の場合、これは復調器144により復調シンボルが4個の符号シンボルビットに転換されることを意味する。

【0123】 M個一组の復調器144の出力側に於いて最大のエネルギーを持つ変調シンボルの指数がTであれば：

$$E_T = \max \{E_1, \dots, E_t, \dots, E_M\} \quad (14)$$

$i \in (1 \dots M)$

復調器144により作られる最大変調シンボルエネルギーTに関連する符号シンボルビットは受信機の復号装置の

使用にとってハードの決定ビット(インターリーブを復帰した後の)であると見なすことができる。図7の構成の中で、複合最大計測(DMM)発生器146は、'1'

あるいは'0'であるときの各符号シンボルビットに関連する最大エネルギーの間の差を計算してから、これ等のエネルギーの差からQビットの量子化されたソフトの決定を作り出す。各変調シンボルは四つのデータ・シンボルを作り出すので、DMM発生器144の出力は受信された各々の変調シンボルに対して四つのQビットのソフトの決定である。DMM発生器の追加説明は、本発明と同じ譲受人に譲渡されておりまた引用で本出願に組み込まれている、出願中の米国特許出願番号08/083,110の名称「複合最大計測生成方法を使用する非同期受信機」に掲載されている。

【0124】DMM発生器146は並列でも直列モードの作動でも実行できる。これは復調器144からの全てのシンボルビットが平行する処理パスに沿って実質的に同時に処理されるか、あるいは各シンボルが単独の処理パスに沿って一度に処理されるかの何れかである。計測計算結果を出して最終的なソフトの決定データを作り出すために、直列の取り組みの付加時間が必要である。並行取り組みの利点は全てのソフトの決定が最後のビットの処理時間間隔の終わりに準備されており、またこれ等の機能に対する制御論理が比較的簡単であることであるが、しかし、一般的に対応する直列取り組みに必要なものより大きな容量の追加の回路要素を必要とする。しかし、直列取り組みは、より小さい回路領域あるいは体積の必要条件と、またソフト決定を作り出すのに要する付加時間が如何なる制限をも作り出さないという事実のために、一部の演算のために選択される可能性がある。

【0125】最大変調シンボルエネルギーと復調器144によるその関連する指数出力は、メモリ要素あるいはラッチと保持回路のようなものを使用して蓄積される。多重最大計測は、記憶場所その他各最大符号シンボルビットの補数に関連するこれ等のエネルギーからの読み取り等により、DMM発生器146に入力することで作り出される。16に関する(-ary)の変調に対する4個の符号シンボルビットとまた各符号シンボルビットの補数に対する4個の最大変調シンボルエネルギーを作り出す各最大指数ビット(符号シンボルビット)の補数に対する $\log_2(L)$ 最大変調シンボルエネルギーがある。符号シンボルビットの補数に関連する最大エネルギーは補完符号シンボルエネルギーと呼ばれる。

【0126】ソフト決定は、144復調器から蓄積された最大変調シンボルエネルギーと各補足符号シンボルエネルギーとの差を取り込んでここでDMM146で作られる。それから、結果として生まれた差の数値は、差を作るのに使用された'エネルギーの組'に対する最大符号数値シンボルビットの数値によって逆転される、あるいはされない。これにより、これに限定されるわけではないが、ビタビ(Viterbi)復号装置のような通常復号装置が続く一本のフィンガの受信機の場合後でインターリーブ復号装置に直接転送されるDMM 146からソフト決

定計測出力が作り出される。

【0127】一つの例としての非同期信号復調のみを使用する複数のフィンガの通信信号受信機は図8のなかのブロック図の中に示されている。この実施例では、16に関する(-ary)変調がここでも想定されており、受信機は、異なる通信パスからのユーザーの信号を復調するための少なくとも2個のフィンガを使用する。このアーキテクチャあるいは、異なる衛星ビームのような異なるパスを使用する転送される信号の処理を行うために構成は異なる直交関数の異なるフィンガに対する割当を支援する。

【0128】スペクトラム拡散通信システム10の中で、多重パスを使用して得られる空間ダイバーシティは利点として活用される。ユーザーの端末あるいは加入者の装置と交信するために衛星反復装置を使用するとき、一つの衛星からの異なる周波数あるいは局性モードを持つ重なっているビームが必要なダイバーシティを作らないので、多重衛星が使用される。多重通信リンク手段を確立するために二つあるいはそれ以上の衛星を使用することは、各パスあるいはリンクに対する少なくとも一個の各加入者の装置に対して多重ウォルシュ符号シーケンスが使用されることを意味する。一部のシステムでは、追加の復調と別個の回路を必要とする可能性がある衛星自体が自分のPNシーケンスを持つことができる。

【0129】本発明を利用して、通信システム10の中のゲートウエーは、ビームAを使用するシステム・ユーザーあるいは信号受信装置への送信のための一組の直交関数と、またビームBを使用する同じシステムへの送信のためのもう一つの関数の一組を割り当てることができる。双方の信号は適切に、実質的に同時に処理されることが可能である。同時に、直交関数の各一組は、二つのビーム間の異なる長さの変調シンボルを作るのに使用できる。

【0130】図8の中で、信号復調のための四つの主な機能ブロックあるいは一組の構成部品を使用するデジタル受信機150が示されている。最初の構成部品のセットは、 $N = 2^k$ 、二番目が2個のMに関する(-ary)復調器154Aと154B、三番目がエネルギー結合装置156と、四番目が多重最大計測(DMM)発生器158である、相関器152Aと152Bの二つの直列あるいは積み重ねである。

【0131】受信機150は受信信号を、また上記で解説されている通り通信システムの中で予め設定された変調シンボル時間 T_{walsh} 毎に 2^K 直交、ウォルシュ、関数で各受信信号と相関関係を持つ相関器152Aと152Bに転送する。受信機150(2^K)の各フィンガで使用される相関器152の数は、前記と同様に変調シンボルを生成するのに使用される関数の数で決定される。16に関する(-ary)変調の場合、この数は4である。従って、相関関係演算は各4個の相関器の2個の積み重ねで実行される。しかし、kが非常に大きいときは、相関関係演算は利得を

高めるために複数のFHT装置の実行により可能である。

【0132】この構成の中で、加入者の装置は一組の相関器152 各々を経由して受信信号を処理してから、結果として生まれた 2^K ウォルシュ関数IとQ変調シンボル値を時間間隔 T_{walsh} 毎にわたって保存する。 $L \cdot T_{\text{walsh}}$ 秒の後で、各フィンガの中の各信号に保存された数値は、変調シンボルが適切な時間間隔で受信されたという仮定に基づいて受信されたシンボルエネルギーを算定して決定するMに関する(-ary)復調器154Aあるいは154Bの一つで演算される。IとQチャンネル変調シンボルは相関器152、復調器154、これに限定されるわけではないが、あるいはRAM、ラッチあるいはレジスタのような他の公知の保存要素の中に蓄積したり保存したりすることができる。

【0133】図7に関連して説明されている通り、フィンガ1と2の中の復調器154Aと154Bの出力は16の変調シンボルと対応する16のエネルギー値から成る。例えば、エネルギー値 $\{E_1(1), \dots, E_t(1), \dots, E_{16}(1)\}$ はフィンガ1からの出力であるのに対して、エネルギー値 $\{E_1(2), \dots, E_t(2), \dots, E_{16}(2)\}$ はフィンガ2からの出力である。双方の復調器154A、154Bからの出力は、そこで一つのエネルギー結合装置156の中で論理的に結合されるか合計される。

【0134】エネルギー結合装置156は、対応する二つ一組の方法で各関連変調シンボル指数に対するエネルギーを合計してから、各変調シンボルに対する16の結合されたエネルギーの結果を出す。この構成の中で中間の結果が保存されているメモリを使用して、出力の時間を移動させて、如何なる希望する偏位修復演算を実行できることに留意すること。

【0135】最終の結合あるいは合計処理の結果は、 $E_t = E_t(1) + E_t(2)$ により与えられた指数Tの各変調シンボルと関連する結合されたエネルギーである。一部の結合の中で、変化する受信品質あるいは信号間の減衰を収容するためにエネルギー値が希望通り結合される前に加重されている可能性がある。エネルギー結合装置156からの結合された数値はここで上記の図7で説明されている通り多重最大計測を作り出すDMM発生器158に転送される。計測数値は、前と同様にここでインターリーブ復帰装置と復号装置に転送される。

【0136】同期復調と非同期復調の双方に対する多重フィンガを使用する一つの例としての受信機は図9のブロック図の形式で示されている。図9の中で、この傾斜受信機形態を構築する使用される'i'フィンガがある。ここでは、また16に関する(-ary)変調形式が、また少なくとも4本のフィンガ使用されている受信機、2個の非同期復調の実行と2個の同期復調の実行が想定されている。同期復調のために使用される上の2本のフィンガ、 $i=1, 2$ と、非同期復調のために使用される他方

下の2本の $i=3, 4$ が示されている。しかし、このような配設は図示の目的のためだけであり、またフィンガの同期/非同期の特性は、他の一部の復調戦略に基づき交互になるかあるいはグループ化される。公知の技術を熟知している当業者は、他の組合せあるいは非同期と同期復調回路あるいはフィンガを使用できることと、また左右対照あるいは同じ数のフィンガを各復調モードに割り当てる必要がないことは直ちに理解できる。

【0137】図9の中で、デジタル・データ受信機160は、信号復調のための7個の主な機能ブロックを使用あるいは構成部品の幾組みかが示されている。最初の構成部品は各2K相関器の2列の積み重ね162と164、二番目のものは2個のM一組の復調器166Aと166B、三番目はエネルギー結合装置168、四番目は多重最大計測(DMM)発生器170、五番目は2個の復調器172と174、六番目は増幅結合装置176と、七番目は合成計測発生器(CMG)178である。

【0138】上記で解説されている通り、非同期信号復調に対して、受信機160は受信信号を、また変調シンボル時間 T_{walsh} 毎に受信信号を 2^k 直交関数と相関関係を持たせる受信機フィンガ3と4($i=3, 4$)の中の相関器162と164に転送する。各処理フィンガの中で使用される相関器の数は、前と同様に、ここでは4個の、変調シンボルを生成するのに使用される関数の数により決定される。従って、この相関関係演算は4個の相関器毎に2個の積み重ねにより、 k が適切な大きさのとき、利得を高めるために使用される2個のFHT装置で実行される。

【0139】図9で見られるように、加入者の装置のデジタル受信機部分は、相関器162と164の2組の各々を経由して受信信号の各々を処理してから、各時間間隔 T_{walsh} にわたって、結果として生まれた 2^k ウォルシュ関数に対するIとQ変調シンボル値を保存する。 $L \cdot T_{\text{walsh}}$ 秒後、各フィンガの中の各信号に対する保存された数値は、受信されたエネルギーを算出して決定するMに関する(-ary)復調器166Aあるいは166Bの一つで演算される。各フィンガ1-4の中の復調器166Aあるいは166Bの出力は、図7に関連して説明されている通り16個の変調シンボルに対応する16個のエネルギー値である。一つの例として、エネルギー値 $\{E_1(1), \dots, E_t(1), \dots, E_{16}(1)\}$ はフィンガ3からの出力であるのに対して、エネルギー値 $\{E_1(2), \dots, E_t(2), \dots, E_{16}(2)\}$ はフィンガ4からの出力である。

【0140】復調器166Aと166Bからの出力は、そこで一つのエネルギー結合装置168の中で論理的に結合されるか合計される。エネルギー結合装置168は、対応する二つ一組の方法で各関連変調シンボル指数に対するエネルギーを合計してから、各変調シンボルに対する16の結合されたエネルギーの結果を出す。前記と同様に、希望通り、結合される前に加重されている可能性がある。DMM

発生器170 はここで結合されたエネルギーを受信してから、上記の図7 に関連して説明されている通り多重最大計測を作り出す。

【0141】同時に、同期信号変調に対して、受信機160 は受信された信号を、特定の直交符号と相関関係となっている、受信機フィンガ1 と2 ($i = 1, 2$) の中の2 個の同期信号復調器172 と174 に転送する。ここでは、符号は知られていないが、通信信号の基本的タイミングと位相は知られているので、一般的に、計測を数式化したり信号を追跡したりするために多重符号シーケンスの可能性にわたって復調する必要はない。

【0142】同調信号処理の中で、復調器172 と174 の各々は、単独の符号シーケンス、位相回転装置と増幅結合装置応用するために単独の相関器を使用しており、市販されている特定用途向けIC (ASIC) 構成部品を使用することで比較的在来の同期符号分割多元接続 (CDMA) を実行することができる。このような復調要素のこの以上の解説は、本発明の譲受人に譲渡されている、名称が「CDMAセルラ携帯電話システムの信号波形を生成するためのシステムと方法」の米国特許5,309,474 に掲載されている。

【0143】受信機160 の中の同期信号処理フィンガの各々の出力は、ウォルシュ関数あるいはこのユーザーに割り当てられた符号シーケンスのカバーを使用する受信された信号A に対する振幅A である。各同期復調器のフィンガ i 、 $i = 1, 2$ による増幅出力はここではA1の符号が付けられている。一般的に、ユーザー端末が送信を異なる各々の直交ウォルシュ関数を使用する通信システム内の異なるビームから受信できるので、各フィンガは、特定の衛星ビーム上で受信機ユーザーに割り当てられた拡散スペクトラム信号あるいはチャンネルを変調する。

【0144】復調器172 と174 の各増幅 A_i 出力は振幅結合装置176 の中で結合される。振幅結合装置176 は、対応する方法で全ての関連する信号パスあるいはフィンガに対するエネルギーを合計してから、各変調シンボルに対して結合されたエネルギー値を作り出す。前記と同様に、増幅は予め、あるいは結合処理中に希望通り加重されている可能性がある。

【0145】計測結合装置178 はそこで振幅結合装置176 とDMM 生成装置170 から計測情報を受信してから、復号のための信頼できるソフト計測を作るためにそれを結合する。計測結合装置178 の出力は、Viterbi のような適切な復号装置が続いているインターリーバに転送される。

【0146】ここまで説明してきたことは、拡散スペクトラム通信信号を生成するためのデータを変調するための新しい技術である。この変調技術で、通信システムの中で、信号処理で、より大きな弾力性を持つ同期と非同期変調/復調様式を行うことができる。これでまたパイ

ロット信号電力が存在しないかあるいは非常に低い電力しか得られないときに、改良された信号の受信を行うことができる。多重直交符号シーケンス W_i 、 $i = 1, 2, 4, \dots, N$ 、は符号化されたデータ送信を変調するのに使用される。復調器様式はそこで最初に受信された信号と最初に受信され信号に各潜在的直交符号に相関関係を持たせてから、復調器の中で潜在的符号化された挟み込まれたデータに転換される変調シンボルを作り出すのに使用される。これは結果として、ソフト決定ビットを作るために、補完数値と平行して、DMM により処理される復調シンボルのためのエネルギー値を生む。ソフト決定ビットは、データを生成するために適切な復インターリーバと復号装置で順々に処理される。変調符号シーケンスの長さを変調のために使用されるその数は希望通り動的に割当可能である。

【0147】本願発明は種々の観点から把握されることが出来る。以下に、いくつかの発明の構成をさらに説明する。

【0148】(1) N はパワー 2 であって、互いに予め定められた帰納的な関係を有する長さ n の N 直交関数を発生する工程； M が L と N との積に等しい場合に、前記 N 直交関数とその各逆数を使用して、長さ L_n を有する M 相互直交変調記号を形成する工程；及び前記変調信号の一つを各ログ M データ記号ごとの二進値に従い選択することにより、前記事前に選択された変調記号にデータ記号をマッピングする工程であって、前記形成工程およびマッピング工程が、第 1 の n -長直交関数および第 2 の n -長直交関数を作成する工程、前記デジタル通信信号の 1 組のデータ記号に第 1 値が設定される場合に、前記第 1 直交関数を 2 回使用して第 1 の $2n$ 長コード・シーケンスを作成する工程、1 組のデータ記号に第 2 の値が設定される場合に、前記第 1 直交関数およびその逆数を使用して第 2 の $2n$ 長コード・シーケンスを作成する工程、1 組のデータ記号に第 3 の値が設定される場合に、前記第 2 直交関数を 2 回使用して、第 3 の $2n$ 長コード・シーケンスを作成する工程、1 組のデータ記号に第 4 の値が設定される場合に、前記第 2 直交関数およびその逆数を使用して第 4 の $2n$ 長コード・シーケンスを作成する工程、とを含む、データ記号をデジタル通信信号に形成することにより情報が通信されるスペクトル拡散通信システム内でデータを変調するための方法。

【0149】(2) N はパワー 2 であって、互いに予め定められた帰納的な関係を有する長さ n の N 直交関数を発生する工程； M が L と N との積に等しい場合に、前記 N 直交関数とその各逆数を使用して、長さ L_n を有する M 相互直交変調記号を形成する工程；及び前記変調信号の一つを各ログ M データ記号ごとの二進値に従い選択することにより、前記事前に選択された変調記号にデータ記号をマッピングする工程、とを含む、事前に選択された第 1、第 2、第 3 および第 4 の n 長直交関数が変調信

号を作成するために使用され、前記形成工程およびマッピング工程が4つのデータ記号のセットの二進値に呼応して16個の $4n$ 長コード・シーケンスを作成することを含む上記(1)の方法であって、前記コード・シーケンスが、データ記号の4個の値にそれぞれ呼応して、前記第1関数、第2関数、第3関数、および第4関数がそれぞれ4回反復される4つのシーケンス、および前記第1関数、第2関数、第3関数および第4関数が、それぞれ2回反復され、前記反復されたシーケンスの2回の反転に伴われ、実質上の直交性を維持できるように、前記セットのそれぞれの各シーケンスの反転の相対位置が他のシーケンス内の反転からシフトされる、それぞれがデータ記号の12個の値の内の1つに呼応したシーケンスの3つのセット、から成る、データ記号をデジタル通信信号に形成することにより情報が通信されるスペクトル拡散通信システム内でデータを変調するための方法。

【0150】(3) 情報が、コード化されたデータ記号をデジタル通信信号に形成することにより通信されるスペクトル拡散通信システム内で通信信号を変調するための装置であり、 N はパワー2であって、互いに予め定められた帰納的な関係を有する長さ n の N 直交関数を発生する手段； M が L と N との積に等しい場合に、前記 N 直交関数とその各逆数を使用して、長さ Ln を有する M 相互直交変調記号を形成する手段；及び全てのログ M データ記号ごとの二進値に従って前記変調記号の1つを選択するために、データ記号および直交変調記号を受信するために接続された、前記変調記号にデータ記号をマッピングするための手段、とを具備し、前記形成手段および前記マッピング手段が、それぞれ第1の n 長直交関数および第2の n 長直交関数を出力する少なくとも1つの直交関数発生器、及び前記データ記号および前記第1関数と第2関数を受信するために接続され、前記デジタル通信信号の1組のデータ記号に第1の値が設定される場合に、2回使用された前記第1直交関数から構成される出力用の第1の $2n$ 長コード・シーケンスと；1組のデータ記号に第2の値が設定される場合に、前記第1直交関数およびその逆数から構成される出力用の第2の $2n$ 長コード・シーケンスと；1組のデータ記号に第3の値が設定される場合に、2回使用された前記第2直交関数から構成される第3の $2n$ 長コード・シーケンスと；及び1組のデータ記号に第4の値が設定される場合に、前記第2直交関数およびその逆数から構成される出力用の第4の $2n$ 長コード・シーケンスと、を選択することにより前記データ記号の二進値に呼応する選択手段、とを具備する装置。

【0151】(4) 第1直交関数発生器および第2直交関数発生器を具備する上記(3)記載の装置。

【0152】(5) M が L および前記事前に選択された数の積に等しい場合に、事前に選択された数の n 長直交関数およびその各逆数を使用することにより形成され

た長さ Ln の M 相互直交変調記号を使用して、共通のキャリア周波数を有するスペクトル拡散通信信号を受信する工程、前記信号を少なくとも2組の N 相関器に入力し、そして前記事前に選択された数の n 長直交関数と前記信号を並列で相関させる工程、各組の相関器に対応する復調器に相関された出力信号を適用し、そして前記 M 相互直交変調記号の各々をそれぞれ表す各復調器中で前記相関された信号を M エネルギー値に復調する工程、各復調器から得られるエネルギー値を単一組の M 個のエネルギー値に結合する工程、及び双対最大距離発生処理を使用してエネルギー距離データに前記単一組のエネルギー値をマッピングする工程、少なくとも一つのコヒーレント復調器に前記信号を入力し、そして前記相関された信号を少なくとも一つの振幅値に復調する工程、各コヒーレント復調器から得られたいずれの振幅値をも単一の振幅値に結合する工程、及び前記単一の振幅値と前記双対最大距離発生処理の出力を、データ記号のための合成距離値に結合する工程、とを具備する、情報が直交符号化通信信号により伝送されるスペクトル拡散通信システム内で通信信号を復調するための方法。

【0153】(6) M が L および事前に選択された数との積である場合に、前記事前に選択された数 N の n 長直交関数およびその各逆数を使用する長さ Ln の M 相互直交変調記号を使用して、共通のキャリア周波数を有するスペクトル拡散通信信号を受信するための手段、前記スペクトル拡散信号を受信し、前記信号を前記事前に選択された数の n 長直交関数と並列に相互に関連付けるために接続される少なくとも2セットの N 相関器、前記 M 相互直交変調記号のそれぞれを表す各復調器の M エネルギー出力値に前記相互に関連付けられた信号をそれぞれ復調するように、1つの対応する相関器のセットの出力を受信するためにそれぞれが接続された複数の復調器、各復調器から結果として生じる M エネルギー値を M エネルギー値の単独セットに結合するための手段、双対最大距離発生処理を使用してエネルギー距離値に前記エネルギー値をマッピングするための手段、さらに、前記スペクトル拡散信号を受信し、前記信号を少なくとも1つの振幅値に復調するために接続された少なくとも1つのコヒーレント復調器、前記コヒーレント復調器の出力を受信し、各コヒーレント復調器から結果として生じる振幅値を1つの振幅値に結合するために接続された振幅結合器、前記1つの振幅値および前記双対最大距離発生処理の出力を受信し、それらをデータ記号の合成距離値に結合するために接続されるエネルギー結合器、を具備する、情報が、直交符号化通信信号により通信されるスペクトル拡散通信システム内の通信信号を復調するための装置。

【0154】(7) 少なくとも2つのコヒーレント復調器を具備する上記(6)に記載の装置。

【0155】(8) データ記号から構成される信号をア

クティブ・システム・ユーザに送信する少なくとも1つの通信信号送信機をそれぞれが具備する複数のゲートウェイ型基地局であって、互いの間で事前に定義された帰納的な関係性を持つ長さ n の複数の直交関数の内の少なくとも1つをそれぞれが提供するための複数の関数発生器と、 N がパワー2であり、各アクティブ・システム・ユーザのために前記 N の直交関数を選択するための手段と、 M が L と N の積である場合、前記 N 選択された直交関数とその各逆数とを使用して、各アクティブ・システム・ユーザのために、長さ Ln の M 相互直交変調記号を形成するための手段と、各ログ M データ記号の二進値に従って前記変調記号の内の1つを選択するために、各アクティブ・システム・ユーザのデータ記号および直交変調記号を受信するために接続された、各アクティブ・システム・ユーザの前記変調記号にデータ記号をマッピングするための手段と、各ユーザのための変調記号を受信するためにマッピングし、スペクトル拡散データ信号を作成するための前記手段にそれぞれが接続される複数の拡散手段と、共通のキャリア周波数を有する信号を受信する実質上すべてのアクティブ・ユーザのための変調記号を1つの通信信号に結合するための結合手段と、を備えた複数のゲートウェイ型基地局、それぞれが移動受信機を具備する複数の移動体通信装置であって、少なくとも1つのゲートウェイからスペクトル拡散通信信号を選択及び受信するための手段と、および受信されたスペクトル拡散通信信号を復調することにより、各ユーザに変調信号を提供するために、選択および受信するための手段に接続される復調手段とを備え、前記移動受信機が、さらに、前記スペクトル通信信号を受信し、前記事前に選択された数の長直交関数と前記信号を並列で相互に関連付けるために接続される少なくとも2セットの N 相関器、前記 M 相互直交変調記号のそれぞれを表す各復調器の M エネルギー出力値に前記相互に関連付けられた信号を復調できるように、1つの対応する相関器のセットの出力を受信するためにそれぞれが接続される複数の復調器、各復調器から結果として生じる M エネルギー値を単一セットの M エネルギー値に結合するための手段、および双対最大距離発生処理を使用して、前記エネルギー値をエネルギー距離値にマッピングするための手段とを備えた複数の移動体通信装置、を具備するスペクトル拡散

通信システム。

【0156】前記の好ましい実施例は技術を熟知した当業者が本発明を作ったりあるいは使用することができるようにするために提供されたものである。この実施例に対する種々の変更は技術を熟知した当業者には明解なものであり、この出願で規定されている本来の原理は発明の才能無しで他の実施例に応用できる。従って、本発明は本出願に示されているこの実施例に限られることを意図しておらず、原理と本出願で開示されている新しい特性と矛盾しない最も広い範囲に合わせられるべきである。

【図面の簡単な説明】

【図1】典型的なCDMA無線通信システムの概略図である。

【図2】無線CDMA通信システムのための典型的なゲートウェイ復調／変調のブロック図を示している。

【図3】図2の装置において有用である加入者装置のために予定されたデータを作成し、変調する典型的な信号変調器を示している。

【図4】本発明の原理による2に関する変調を使用する変調器を示している。

【図5】本発明による4に関する変調を使用する変調器を示している。

【図6】本発明による16に関する変調を使用する変調器を示している。

【図7】本発明の原理による非コヒーレント復調を実行する単一のフィンガ受信機のブロック図である。

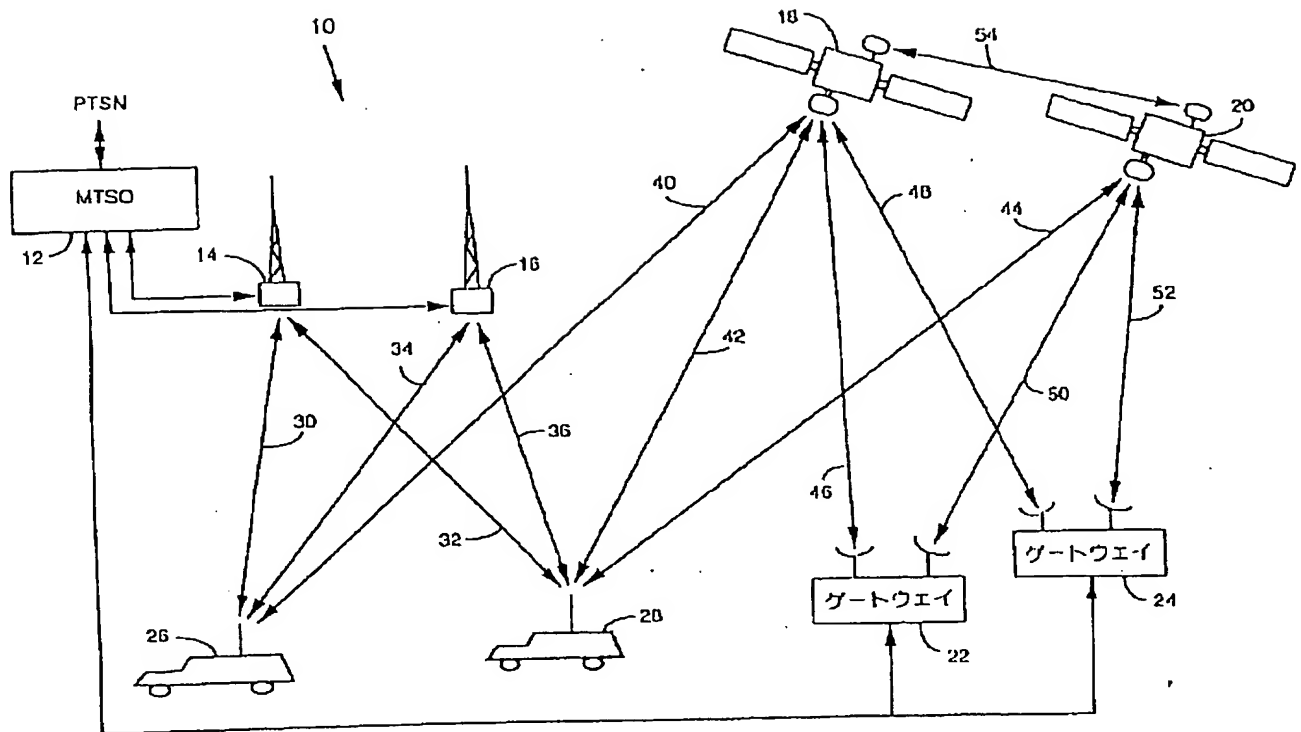
【図8】非コヒーレント復調を実行する複数のフィンガ受信機のブロック図である。

【図9】コヒーレント及び非コヒーレントの両方を実行する複数のフィンガ受信機のブロック図である。

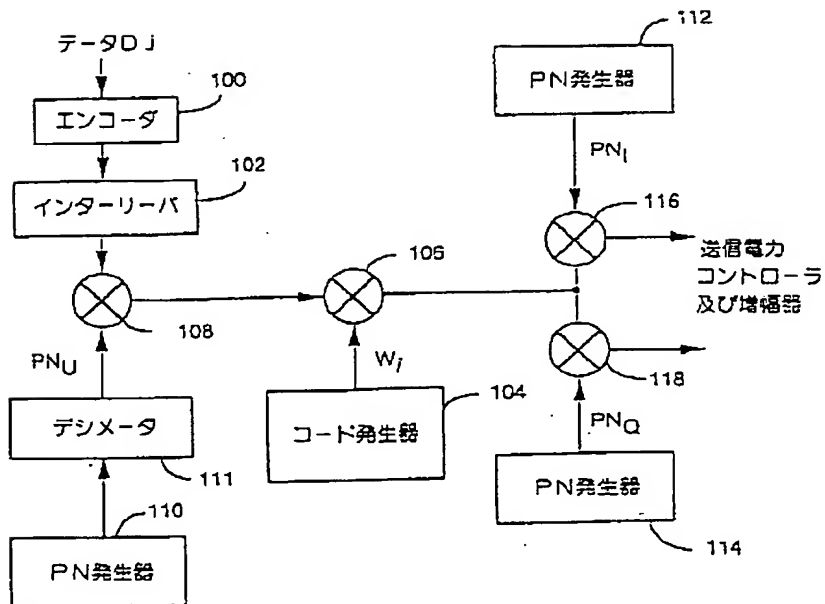
【符号の説明】

12…コントローラ、14…基地局、16…基地局、18…衛星、20…衛星、22…ゲートウェイ、24…ゲートウェイ、26…加入者装置、28…加入者装置、40…リンク、104…コード発生器、106…乗算器108…論理素子、110…PNコード発生器、111…デシメータ、112…PNコード発生器、114…PNコード発生器、

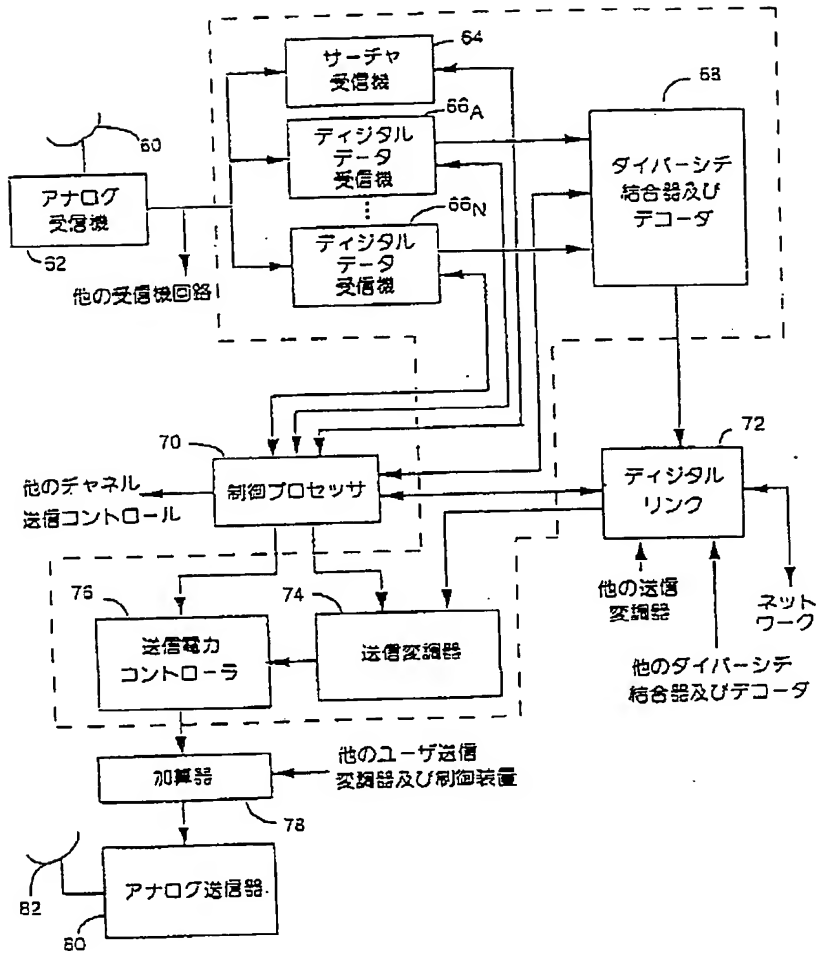
【図1】



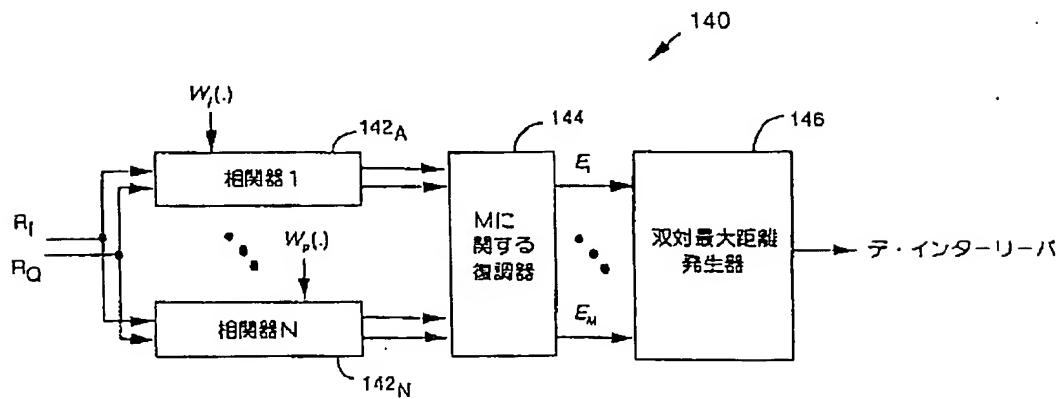
【図3】



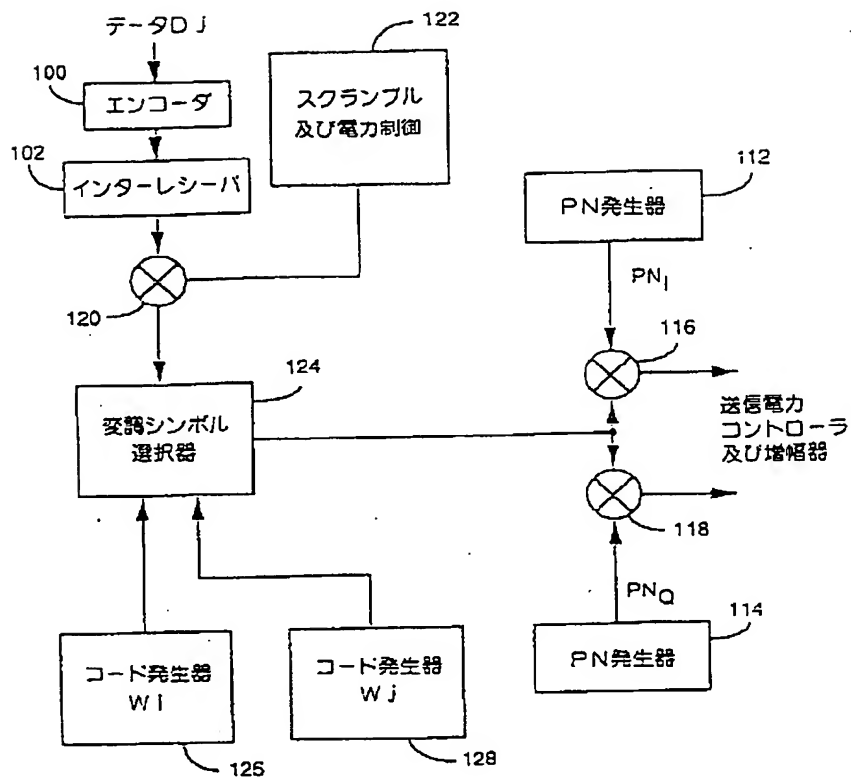
【図2】



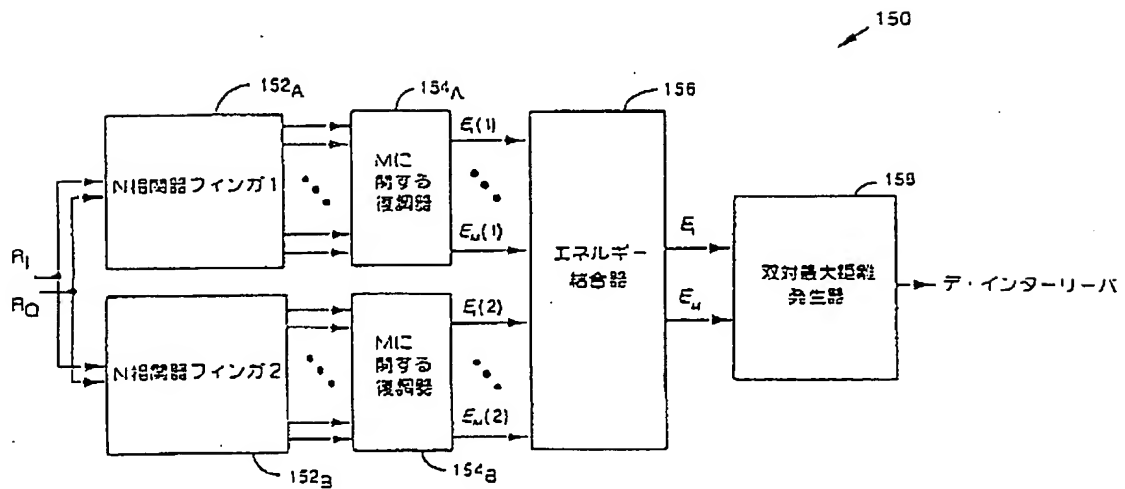
【図7】



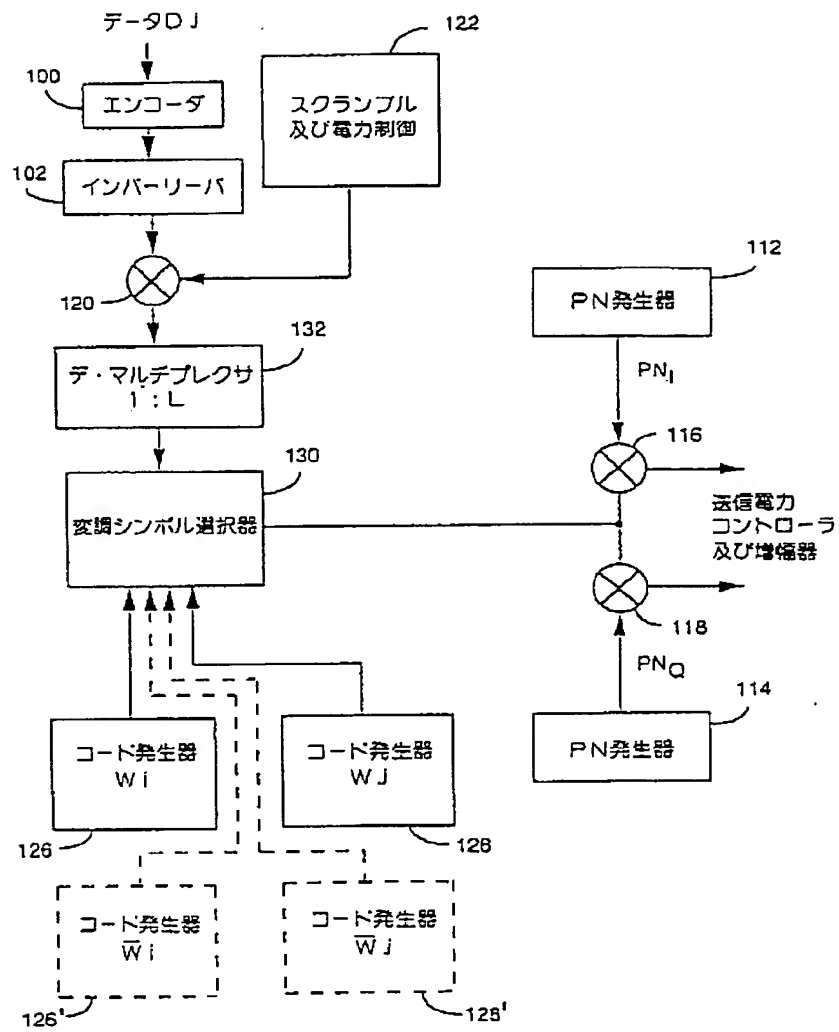
【図4】



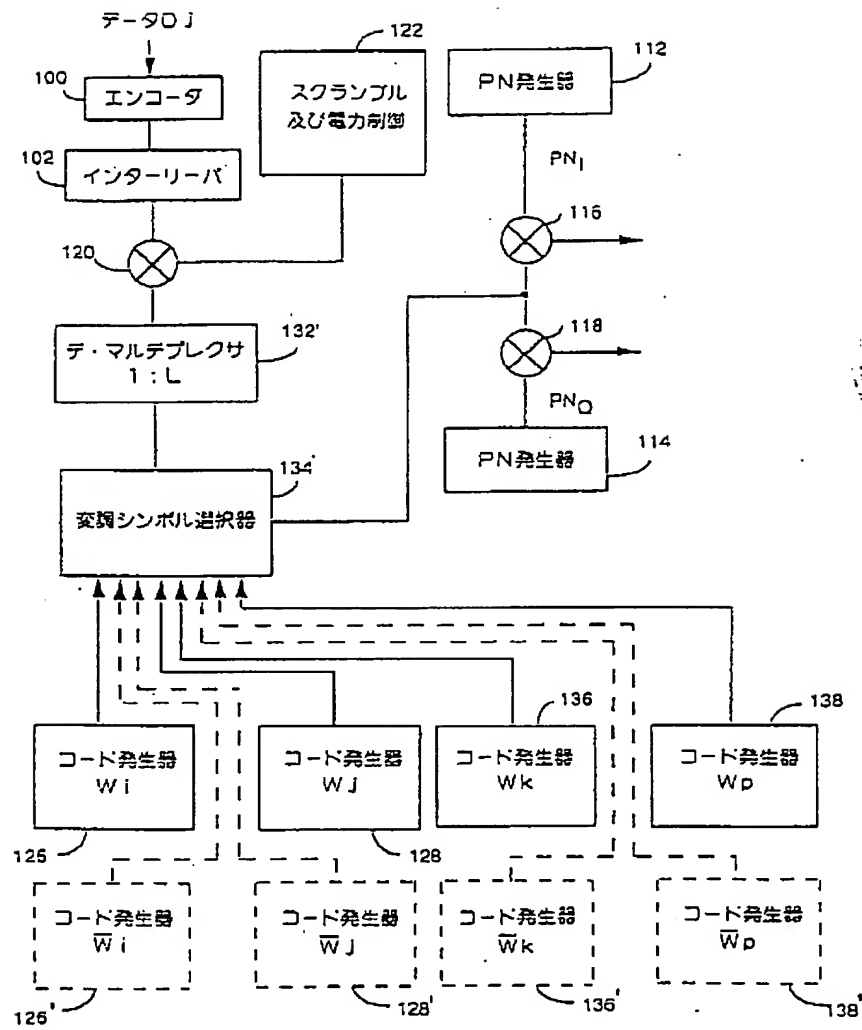
【図8】



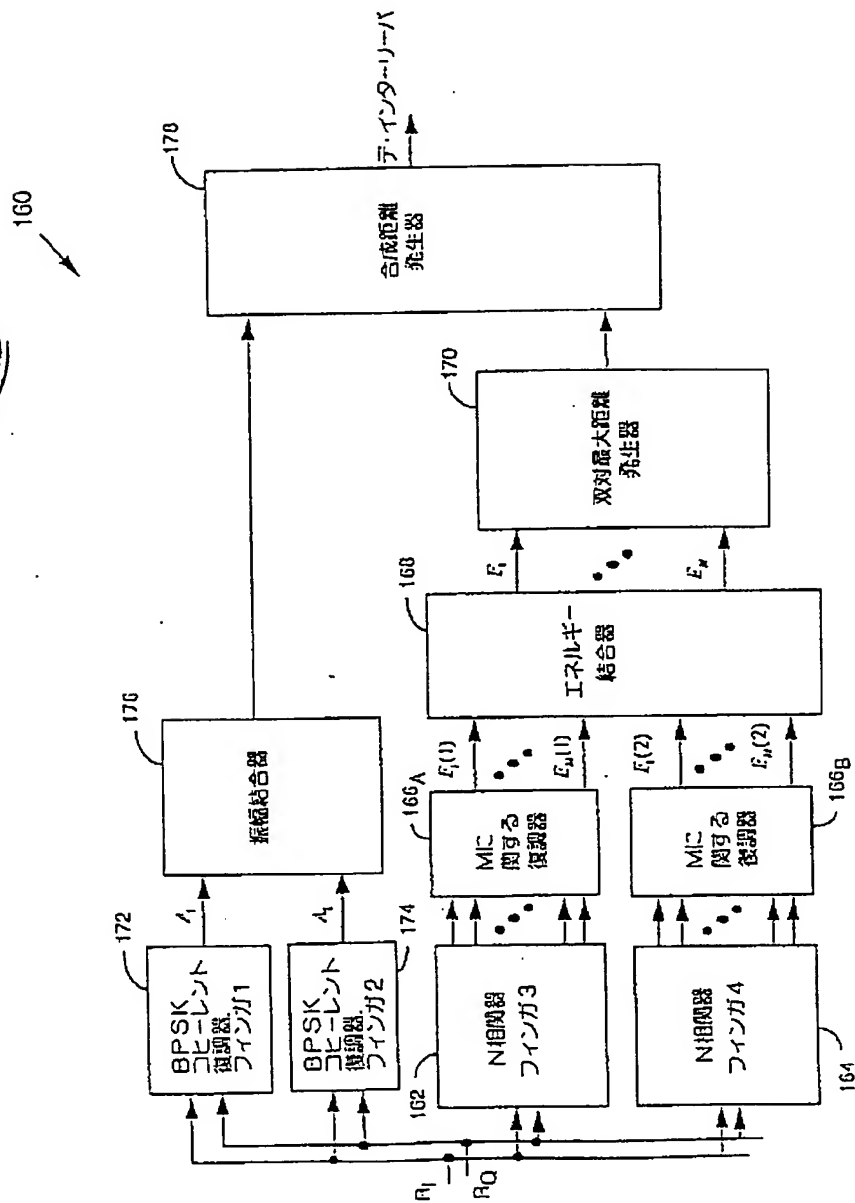
【図5】



【図6】



OIP E 1AP13
 JAN 04 2006
 INTERIOR PLANTATION OFFICE



テーマコート* (参考)